

EDUARDO MASSAHIKO HIGASHI

**MODELAGEM DA BOBINA DE ROGOWSKI PARA MEDIDAS DE
PULSOS DE CORRENTE ELÉTRICA**

Dissertação apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de Mestre em Engenharia e Ciência de Materiais, Programa de Pós-Graduação em Engenharia, Universidade Federal do Paraná.

**Orientador: Prof. Dr. Vitoldo Swinka
Filho**

CURITIBA

2006

Dedico este trabalho:

*À minha esposa Alessandra e a meu filho José
Eduardo pelo apoio e confiança.*

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Prof. Dr. Vitoldo Swinka Filho, pelos ensinamentos, conselhos, sugestões e principalmente pela oportunidade oferecida em trabalhar em uma área desconhecida para mim.

Ao Prof. Dr. Renê Robert pelas orientações, ensinamentos, apoio e sugestões para o desenvolvimento do trabalho.

Aos meus colegas Walmor Cardoso de Godoi, pela ajuda nos trabalhos iniciais de conhecimento dos softwares utilizados, Nilton Ramos Quiorin, pelo apoio e orientações do início do trabalho, Guilherme Cunha da Silva, Wilson José da Silva, Rafael Pires Machado e Bruno Nahuili Bressan e Sebastião Ribeiro Junior pelo apoio e incentivo ao trabalho.

À Elizete Pires, secretária do Programa de Pós-Graduação em Engenharia da Universidade Federal do Paraná.

À Universidade Federal do Paraná.

Ao Instituto de Tecnologia para o Desenvolvimento – LACTEC.

À Companhia Paranaense de Energia – COPEL, pelo auxílio financeiro concedido.

A todos aqueles que de uma forma ou outra contribuíram e me incentivaram para esse trabalho.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	vi
LISTA DE TABELAS.....	x
LISTA DE SÍMBOLOS E SIGLAS.....	xi
RESUMO	xiii
ABSTRACT.....	xiv
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 2 – FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	3
2.1. Características de um elemento sensor	3
2.2. Sensores de corrente.....	4
2.2.1. Resistor Shunt.....	4
2.2.2. Bobina de Rogowski	6
2.4. Freqüência de ressonância.....	15
2.5. Determinação dos limites de freqüência.	16
2.6. Cálculo da indutância de um toróide.....	17
2.7. Cálculo da capacitância parasita entre as espiras.....	20
CAPÍTULO 3 – DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL.....	22
3.1. Confecção das Amostras	22
3.2. Análise da impedância	23
3.3. Determinação da capacitância parasita utilizando a freqüência de ressonância	27
3.4. Determinação da função de transferência G	27
3.5. Determinação da resposta da bobina para impulsos de corrente ..	27
3.5.1. Modelagem dos Pulsos de entrada da Bobina de Rogowski	27
CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÃO.....	33
4.1. Análise de espectroscopia de impedância e função de transferência	33

4.2. Determinação e análise da faixa de frequência.....	50
4.3. Análise da resposta da bobina a diferentes pulsos e cargas	54
4.3.1. Resposta da bobina ao pulso de corrente	54
4.3.2. Resposta da bobina ao pulso Degrau	56
4.3.3. Resposta da bobina a um sinal senoidal.....	58
CAPÍTULO 5 – CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS.....	63
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	64
ANEXO A - DEMONSTRAÇÃO $Z(S) = G(S)N$	65
ANEXO B – SIMULAÇÕES	66

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Determinação da Corrente Através do Resistor Shunt	4
Figura 2 – Circuito Equivalente do Resistor Shunt	5
Figura 3 – Bobina de Rogowski	7
Figura 4 – Bobina de Rogowski Flexível	8
Figura 5 – Bobina de Rogowski Rígida.....	8
Figura 6 – Bobina de Rogowski Permanente.....	8
Figura 7 – Diagrama Esquemático da Bobina de Rogowski Ideal.....	9
Figura 8 – Diagrama Esquemático da Bobina de Rogowski com Integrador.	10
Figura 9 – Circuito Equivalente da Bobina de Rogowski.....	11
Figura 10 – Grandezas Relevantes na Confecção da Bobina.....	12
Figura 11 – Circuito Equivalente da Bobina de Rogowski sem Carga.....	13
Figura 12 – Diagrama Esquemático com Resistor de Carga R.....	14
Figura 13 – Representação de um Indutor com Nucleo em Forma de Toróide	18
Figura 14 – Indutância Externa do Toróide.....	19
Figura 15 – Secção Transversal da Bobina.....	21
Figura 16 – Bobina de Rogowski Confeccionada.....	23
Figura 17 – Analisador de Impedância Solartron (SI 1260).....	24
Figura 18 – Sinal Senoidal Fornecido pelo Gerador sobre a Bobina	24
Figura 19 – Diagrama Esquemático do Gerador de Sinal Senoidal.....	25
Figura 20 – Representação Esquemática da Medida de Tensão e Corrente do Analisador Solartron.	25
Figura 21 – Medida de Impedância com o Analisador de Impedância Solartron	26
Figura 22 – Medida de Fase com o Analisador de Impedância Solartron	26
Figura 23 – Circuito Gerador de Pulsos.....	28

Figura 24 – Representação da Forma de Onda: Pulso Experimental e Simulado.....	29
Figura 25 – Diagrama Esquemático do Gerador Degrau.....	31
Figura 26 – Diagrama Esquemático do Gerador de Pulso Senoidal.....	31
Figura 27 – Diagrama de Bode da Bobina de Rogowski A1.....	33
Figura 28 – Diferença de Fase – Bobina A1.....	34
Figura 29 – Espectroscopia da Impedância em Função da Freqüência da Bobina A1 sem Carga.....	35
Figura 30 – Espectroscopia da Impedância em Função da Freqüência da Bobina A1 com Carga de 10 Ω	35
Figura 31 – Espectroscopia da Impedância em função da freqüência da Bobina A1 com carga de 56 Ω	36
Figura 32 – Espectroscopia da Fase em Função da Freqüência da Bobina A1 com Carga de 56 Ω	36
Figura 33 – Espectroscopia da Impedância em Função da Freqüência da Bobina A1 com Carga de 120 Ω	37
Figura 34 – Espectroscopia Comparativa da Fase em Função da Freqüência da Bobinas A1 com Diversas Cargas.	37
Figura 35 – Espectroscopia da Impedância em Função da Freqüência da Bobina A2 sem Carga.....	38
Figura 36 – Espectroscopia da Fase em Função da Freqüência da Bobina A2 sem Resistência de Carga.....	39
Figura 37 – Espectroscopia da Impedância em Função da Freqüência da Bobina A2 com Carga de 10 Ω	39
Figura 38 – Espectroscopia da Impedância em Função da Freqüência da Bobina A2 com Carga de 56 Ω	40
Figura 39 – Espectroscopia da Fase em Função da Freqüência da Bobina A2 com Carga de 56 Ω	40
Figura 40 – Espectroscopia da Impedância em Função da Freqüência da Bobina A2 com Carga de 120 Ω	41
Figura 41 – Espectroscopia Comparativa da Fase em Função da Freqüência da Bobina A2 com Diversas Cargas.	41
Figura 42 – Espectroscopia da Impedância em Função da Freqüência da Bobina A3 sem Carga.....	42
Figura 43 – Espectroscopia de Fase em Função da Freqüência da Bobina A3 sem Carga.....	42
Figura 44 – Espectroscopia da Impedância em Função da Freqüência da Bobina A3 com uma Carga. de 10 Ω	43
Figura 45 – Espectroscopia da Impedância em Função da Freqüência da Bobina A3 com Carga de 56 Ω	43
Figura 46 – Espectroscopia da Fase em função da freqüência da bobina A3 com uma carga. de 56 Ω	44
Figura 47 – Espectroscopia da Impedância em Função da Freqüência da Bobina A3 com uma Carga. de 120 Ω ... 44	44
Figura 48 – Espectroscopia Comparativa da Fase em Função da Freqüência da Bobina A3 com Diversas Cargas.	45
Figura 49 – Espectroscopia da Função de Transferência da Bobina A1 com uma Carga. de 10 Ω	46

Figura 50 – Espectroscopia da Função da Freqüência da Bobina A1 com uma Carga. de 56 Ω .	46
Figura 51 - Espectroscopia da Função de Transferência da Bobina A1 com uma Carga de 120 Ω .	47
Figura 52 – Espectroscopia da Função de Transferência da Bobina A2 com uma Carga de 10 Ω .	47
Figura 53 - Espectroscopia da Função de Transferência da Bobina A2 com uma Carga de 56 Ω .	48
Figura 54 – Espectroscopia da Função de Transferência da Bobina A2 com uma Carga de 120 Ω .	48
Figura 55 – Espectroscopia da Função de Transferência da Bobina A3 com uma Carga de 10 Ω .	49
Figura 56 – Espectroscopia da Função de Transferência da Bobina A3 com uma Carga de 56 Ω .	49
Figura 57 – Espectroscopia da Função de Transferência da Bobina A3 com uma Carga de 120 Ω .	50
Figura 58 – Diagrama de Bode com a Indicação da Freqüência Mínima e Máxima de Corte da Bobina A1.	51
Figura 59 – Diagrama de Bode com a Indicação da Freqüência Mínima e Máxima de Corte da Bobina A2.	52
Figura 60 – Diagrama de Bode com a Indicação da Freqüência Mínima e Máxima de Corte da Bobina A3.	52
Figura 61 – Pulso de Corrente Gerado Experimentalmente e Simulado.	54
Figura 62 – Pulso de Saída Simulado e Experimental da Bobina de Rogowski A1 para uma Carga de 120 Ω .	55
Figura 63 – Pulso de Saída Simulado e Experimental da Bobina de Rogowski A2 para uma Carga de 120 Ω .	55
Figura 64 – Pulso de Saída Simulado e Experimental da Bobina de Rogowski A3 para uma Carga de 120 Ω .	56
Figura 65 – Pulso Degrau Experimental e Ajustado Utilizado na Simulação.	56
Figura 66 – Pulso de Saída Função Degrau Simulado e Experimental da Bobina de Rogowski A1 para uma Carga de 120 Ω .	57
Figura 67 – Pulso de Saída Função Degrau Simulado e Experimental da Bobina de Rogowski A2 para uma Carga de 120 Ω .	57
Figura 68 – Pulso de Saída Função Degrau Simulado e Experimental da Bobina de Rogowski A3 para uma Carga de 120 Ω .	58
Figura 69 – Pulso de Corrente Senoidal e Tensão de Saída Experimental da Bobina de Rogowski A1 para uma Carga de 120 Ω e Freqüência 200 kHz.	59
Figura 70 – Pulso de Corrente Senoidal e Tensão de Saída Experimental da Bobina de Rogowski A1 para uma Carga de 120 Ω e Freqüência 1MHz.	59
Figura 71 – Pulso de Corrente Senoidal e Tensão de Saída Experimental da Bobina de Rogowski A2 para uma Carga de 120 Ω e Freqüência 200 kHz.	60

Figura 72 – Pulso de Corrente Senoidal e Tensão de Saída Experimental da Bobina de Rogowski A2 para uma Carga de 120 Ω e Frequência 1MHz	60
Figura 73 – Pulso de Corrente Senoidal e Tensão de Saída Experimental da Bobina de Rogowski A3 para uma Carga de 120 Ω e Frequência 200 kHz.....	61
Figura 74 – Pulso de Corrente Senoidal e Tensão de Saída Experimental da Bobina de Rogowski A3 para uma Carga de 120 Ω e Frequência 1MHz	61

LISTA DE TABELAS

Tabela I – Características Físicas das Bobinas de Rogowski	23
Tabela II –Valores Experimentais da Resistência e Indutância das Bobinas em Baixa Frequência.	33
Tabela III – Valores da Capacitância Parasita da Bobina de Rogowski Medida e Simulada	38
Tabela IV – Valores Simulados da Frequência Mínima e Máxima de Corte.	51
Tabela V – Fator de Qualidade das Bobinas de Rogowski.....	53
Tabela VI – Resultados Comparativos da Função de Transferência e Fase da Bobina de Rogowski para Carga de 120 Ω	62

LISTA DE SÍMBOLOS E SIGLAS

Z_{in}	Impedância de Entrada
Z_{out}	Impedância de Saída
$i(t)$	Intensidade de corrente elétrica instantânea
$v(t)$	Tensão Instantânea
R	Resistência Elétrica
$v(t)$	Tensão Instantânea total
$v_R(t)$	Tensão Instantânea no resistor
$v_L(t)$	Tensão Instantânea no indutor
XLPE	Polietileno Reticulado
I_{MAX}	Intensidade de corrente máxima
v_{RMS}	Tensão média quadrática
M	Mútua Indutância
$U_S(t)$	Tensão instantânea de saída do integrador
$U_i(t)$	Tensão instantânea de entrada do integrador
R_{INT}	Resistor do integrador
C_{INT}	Capacitor do integrador
L_S	Auto-indutância ou indutância própria
C_S	Capacitância Parasita
R_S	Resistência equivalente da bobina
R	Resistência de carga
$u_i(t)$	Tensão gerada pela mútua indutância
$u_0(t)$	Tensão aplicada no resistor de carga
$I_1(t)$	Corrente que atravessa o núcleo da bobina
N	Número de espiras
a	Raio interno da bobina
b	Raio externo da bobina
h	Espessura da bobina
X_{L_S}	Reatância indutiva
X_{C_S}	Reatância capacitiva
Z	Impedância
RLC	Resistor, Indutor e Capacitor
Y	Admitância
ω_0	Frequência de ressonância
ω_L	Limite de frequência inferior
ω_H	Limite de frequência superior
Q	Fator de qualidade
B	Largura de faixa
μ_0	Permeabilidade magnética
Φ	Fluxo magnético
C_{tt}	Capacitância entre duas espiras adjacentes
t	Espessura do revestimento isolante do fio
g	Distância entre duas espiras

p	Distância entre os centros dos fios
r	Raio do fio
D	Diâmetro da volta
ϵ_0	Permissividade no vácuo
ϵ_r	Permissividade relativa
AWG	American Wire Gauge
f	Frequência
T	Período
V_1	Tensão do diferenciador
V_L e V_H	Tensão baixa e alta do Analisador de impedância
y	Variável dependente da função pulso
x	Variável independente da função pulso
A	Amplitude do pulso
x_0	Tempo inicial
t_1 e t_2	Tempo de subida e descida
CH1 e CH2	Canal 1 e canal 2 do osciloscópio Tektronix

RESUMO

O presente trabalho apresenta a modelagem de sensores de corrente baseados no efeito Rogowski. O objetivo é o desenvolvimento de um sensor para detectar pulsos de corrente de alta frequência que percorrem um cabo isolado com polietileno reticulado XLPE de média tensão durante a sua ruptura dielétrica. Utilizou-se um modelo de circuito equivalente da bobina de Rogowski onde a indutância própria, a resistência do fio e a capacitância parasita entre as espiras foram determinadas de forma experimental. A resposta em frequência simulada pelo modelo e os resultados experimentais mostram boa concordância. Além disso, foram simuladas as respostas temporais da bobina, analisando sinais de corrente elétrica do tipo pulso, degrau e senoidal, os quais fluem por um condutor que atravessa este sensor. A bobina de Rogowski se baseia em utilizar um núcleo em forma toroidal de material não magnético, onde é enrolada uma certa quantidade de espiras ao redor do mesmo. A modelagem do circuito equivalente da bobina de Rogowski foi utilizada para analisar a função de transferência da bobina e determinar a faixa de frequência de operação da mesma. Os resultados mostram a possibilidade de caracterização do sensor para que ele trabalhe em uma faixa de frequência compatível com a frequência do pulso de corrente que percorre o cabo durante a ruptura do material dielétrico.

ABSTRACT

This work presents the modeling of electric current sensors based on the Rogowski effect. The objective is to develop a sensor to detect high-frequency current pulses that flow through a medium voltage polyethylene (XLPE) isolated cable during its dielectric rupture. A Rogowski coil equivalent circuit model was used where the self-inductance, the wire resistance and the inter-turn stray capacitance had been determined experimentally. The model-simulated frequency response and the experimental results show good agreement. Moreover, the transient responses of the coil were simulated, analyzing pulse, step and sinusoidal electric current signals which flow through a conductor that crosses this sensor. The Rogowski coil is based on using a toroidal non-magnetic core and winding a certain amount of turns around it. The modeling of the Rogowski coil equivalent circuit was used to analyze the coil transfer function and to determine its operating frequency range. The results show the possibility of sensor characterization in order to operate in frequency range compatible with the frequency of the current pulse that flows through the cable during the rupture of the dielectric material.

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

Sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica são projetados para operar com sinais senoidais com frequências de 50 Hz ou 60 Hz. Entretanto, quando em operação, esses sistemas são constantemente afetados por pulsos de correntes transitórias de curtíssima duração. As origens destas perturbações podem ser diversas, tais como descargas atmosféricas, surtos de manobras, chaveamento de cargas e descargas em sistemas de isolamento. Descargas atmosféricas geram um forte campo eletromagnético nos locais próximos a sua ocorrência. Esse campo provoca o surgimento de pulsos de corrente nos meios condutores, como fios e cabos. A corrente gerada pode ter intensidade suficiente para provocar danos tanto nos condutores como no material isolante dos cabos. O chaveamento de cargas provoca o aparecimento dos chamados surtos de manobra, que são associados ao fato de que toda mudança brusca do estado de um circuito elétrico provoca pulsos de corrente transitórios que afetam o circuito elétrico e suas adjacências. Em relação às descargas em sistemas de isolamento podem ocorrer descargas internas, superficiais e corona. Devido aos fenômenos citados surgiu a idéia do desenvolvimento de um sensor que pudesse detectar pulsos de corrente em cabos isolados durante a sua ruptura dielétrica. Em situação de campo, vários cabos isolados estão instalados, num mesmo circuito, em redes subterrâneas ramificadas, existindo uma grande dificuldade em localizar qual cabo está apresentando defeito. A função do sensor nesta situação é permitir a localização rápida do cabo defeituoso por meio de um sistema de monitoramento, ligado a um computador central por meio de um sistema de comunicação..

Os vários sensores de corrente existentes diferem basicamente pela faixa de frequência que operam e pelo modo de detecção de corrente. No capítulo 2 será realizado um comparativo entre o método convencional de medida de corrente, o resistor de derivação (resistor *shunt*) e a bobina de Rogowski. A análise procura

apresentar quais os aspectos físicos envolvidos na medida dos pulsos de corrente elétrica e quais as vantagens da Bobina de Rogowski em comparação com o resistor shunt. O capítulo 3 apresenta como as bobinas foram confeccionadas e a metodologia utilizada para a determinação de suas características físicas, entre as quais: impedância, função de transferência, capacitância parasita e frequência de ressonância. Além disso, descreve o método experimental utilizado para a obtenção da resposta destas bobinas para vários impulsos de corrente elétrica, com a respectiva modelagem destes. No capítulo 4 são analisados e discutidos os resultados experimentais e das modelagens para os diferentes impulsos de corrente elétrica. No capítulo 5 são apresentados as conclusões e os trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2 – FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Os sensores são dispositivos que convertem uma grandeza física numa segunda grandeza física sendo adequado a um sistema de medição.

2.1. Características de um elemento sensor

As características de um elemento sensor são: função de transferência, saturação, impedância de saída, excitação e resposta em frequência. A principal característica de um elemento sensor é a função de transferência, a qual estabelece a relação entre o sinal de entrada e o sinal de saída, sendo sempre possível determinar uma função de transferência ideal para um sensor. A saturação também deve ser considerada pois todos os sensores têm limites de funcionamento a partir dos quais perdem a sua linearidade. A impedância de saída de um sensor é importante para o projeto do circuito de interface com o sistema de medida. Para uma saída em tensão, a impedância de saída (Z_{out}) deve ser baixa e a impedância de entrada (Z_{in}) deve ser alta. Por outro lado, para a saída em corrente, a impedância de saída deve ser alta e a de entrada deve ser baixa. As características de excitação especificam quais as grandezas necessárias ao funcionamento de um sensor. Para alguns tipos de sensores é importante saber a especificação da resposta em frequência e qual a estabilidade necessária ao sinal de excitação. A resposta em frequência especifica qual a sensibilidade do sensor às variações de frequência do sinal de entrada.

As características da aplicação podem também influenciar na escolha dos sensores a utilizar. Fatores como desenho, peso, dimensões e preço são determinantes na escolha dos sensores. Quando se obtém informação de um sensor uma importante questão a ser verificada é a sua confiabilidade. Enquanto que as distorções fixas podem ser compensadas, as distorções provenientes de ruído podem ser estatisticamente atenuadas. O processamento estatístico implica, no entanto, um número consideravelmente grande de medidas [Fonseca, 2003].

2.2. Sensores de corrente

2.2.1. Resistor Shunt

O processo mais utilizado de medida de corrente elétrica em um circuito é feito introduzindo-se uma resistência *shunt* em série com o mesmo. A intensidade de corrente é obtida pela lei de Ohm (equação 1) a partir da tensão medida na resistência shunt conforme a Figura 1. Tal método apresenta alguns inconvenientes, como no caso da alta corrente que provoca um aquecimento do resistor, a tensão que causa problemas de isolamento elétrica do sistema de medida e a alta frequência que produz o Efeito Pelicular (Skin).

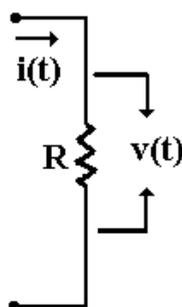


FIGURA 1 – DETERMINAÇÃO DA CORRENTE ATRAVÉS DO RESISTOR SHUNT

$$i(t) = \frac{v(t)}{R} \quad (1)$$

No caso real, os fios que formam o resistor shunt possuem uma indutância interna e outra externa, a qual pode ser representada por meio do circuito equivalente da Figura 2. Esta indutância provoca um atraso da corrente em relação à tensão.

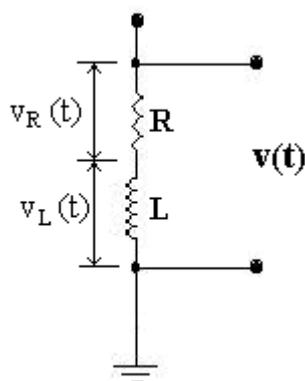


FIGURA 2 – CIRCUITO EQUIVALENTE DO RESISTOR SHUNT

$$v(t) = v_R(t) + v_L(t) \quad (2)$$

$$v(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (3)$$

Existe ainda uma capacitância parasita, mas como seu valor é muito pequeno, esta pode ser desprezada. Algumas características importantes do resistor *shunt* devem ser citadas:

- Características Elétricas

Dentre as características elétricas é necessário salientar que a indutância própria (interna) do fio que compõe o resistor pode ser desprezada, isto é, apesar do fio possuir uma indutância, ela é muito pequena. O resistor deve ter: boa linearidade, isto é, a relação entre a entrada e a saída deve ser constante; pequena resistência ôhmica para interferir o menos possível no trecho do circuito em que ocorre a medição, além de permitir o aterramento do cabo de medição, diminuindo ruídos que possam causar erros de medida [WEBSTER, 1999].

- Características Térmicas

O resistor dissipa energia sob a forma de calor. Como a perda de potência é proporcional ao quadrado da corrente, temos que, para altas correntes, ocorre uma

energia dissipada alta. Entretanto, a variação da resistência é desprezível com a variação da temperatura.

Um resistor *shunt* deve possuir valores que o caracterizam e o identificam, entre os quais:

- Corrente máxima (I_{MAX})
- Nível do sinal (V_{RMS})
- Resistência (Ω)
- Tempo de resposta (s)

As vantagens de um resistor *shunt* são o baixo custo e a excelente precisão. Por outro lado, o resistor *shunt* possui indutâncias e capacitâncias parasitas associadas [THOMAZINI, 2004].

2.2.2. Bobina de Rogowski

Atualmente, encontramos sensores de corrente que são constituídos de várias espiras enroladas em núcleos magnéticos. Apesar da sua confecção ser aparentemente simples, existem alguns problemas que estes núcleos podem apresentar. Devido à magnetização do núcleo, existe uma perda de energia, fato que determina transdutores pouco precisos. Ao não utilizar um núcleo magnético, não existe perda de energia e, portanto, há uma maior precisão e linearidade dos mesmos, além do baixo custo para a sua confecção.

Uma alternativa segura e confiável para medida de corrente elétrica é o uso da bobina de Rogowski. Esta bobina, representada na Figura 3, consiste de um núcleo toroidal, não magnético, que é colocado em torno do condutor. O campo magnético produzido pela corrente alternada no condutor induz uma tensão na bobina.

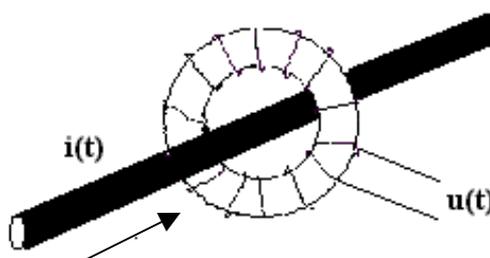


FIGURA 3 – BOBINA DE ROGOWSKI

Dentre as vantagens da bobina de Rogowski, podemos citar a larga faixa de leitura em relação ao resistor *shunt*, a qual vai desde mA até alguns kA. A bobina não apresenta histerese, pois seu núcleo é de material não magnético. Possui boa linearidade, formato que facilita as medidas em lugares com acesso limitado, não possui contato físico com o circuito, um baixo consumo e uma baixa variação do sinal da saída com a temperatura. Além disso, a indutância mútua não depende da corrente nem da frequência do sinal a medir [SUETA, 1999]. A única limitação em frequência vem determinada pela ressonância da bobina, a qual depende do projeto.

Podemos ressaltar dois tipos de bobinas de Rogowski, as bobinas flexíveis e as bobinas rígidas. No caso das bobinas flexíveis, a bobina se localiza sobre um núcleo flexível (ver Figura 4). A bobina pode ser fechada ao redor do condutor que se deseja medir por meio da união de seus extremos. Neste caso, o importante é que a união se faça corretamente para obter um circuito fechado e minimizar desta forma toda a influência de correntes externas à bobina. Este tipo de construção é útil quando se trabalha com condutores largos e de difícil acesso, além de ser apropriado para medir a corrente sem ter que desconectar o condutor [RAY, 2000].



FIGURA 4 – BOBINA DE ROGOWSKI FLEXÍVEL

A bobina rígida é composta de um núcleo toroidal rígido de material não magnético sobre o qual se enrolam as espiras que formam o sensor (ver Figura 5). Esta bobina é mais indicada para medidas de grande precisão e para ser instalada de forma permanente (ver Figura 6). A indutância mútua é mais elevada e desta maneira, a tensão de saída é maior que nas flexíveis.



FIGURA 5 – BOBINA DE ROGOWSKI RÍGIDA



FIGURA 6 – BOBINA DE ROGOWSKI PERMANENTE

Quando uma corrente $i_1(t)$ percorre um condutor que atravessa o toróide, induz uma tensão $U_i(t)$ na bobina de Rogowski, que é proporcional à indutância mútua da bobina M e a variação de corrente durante certo intervalo de tempo.

$$U_i(t) = M \frac{di_1(t)}{dt} \quad (4)$$

onde a indutância mútua M depende da geometria da bobina .

A equação 4 é válida para uma bobina ideal, representada na Figura 7, onde toda energia induzida é transferida para a saída da bobina.

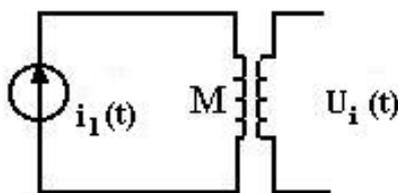


FIGURA 7 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA BOBINA DE ROGOWSKI IDEAL

Deve ser levada em consideração que a tensão de saída não é exatamente proporcional a corrente de entrada, tal como ocorre com os transformadores de corrente convencionais, mas sim, proporcional a derivada em relação ao tempo da corrente. Portanto, para se obter uma saída proporcional deve-se colocar um integrador nos terminais da bobina, como representado na Figura 8, de tal forma que obtenhamos uma tensão de saída proporcional a corrente que circula pelo cabo condutor [RAMBOZ, 1996].

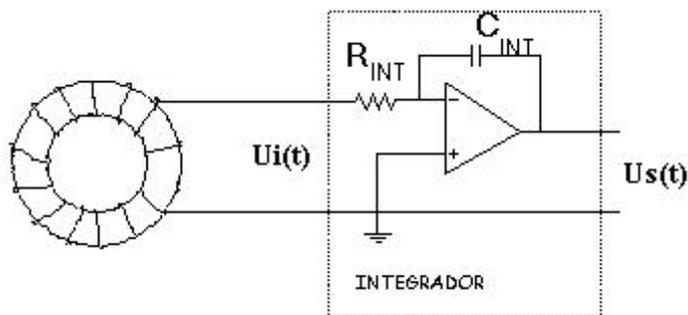


FIGURA 8 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA BOBINA DE ROGOWSKI COM INTEGRADOR.

A tensão $U_i(t)$ é integrada para fornecer uma tensão de saída $U_s(t)$ com a mesma forma de onda da corrente medida i .

$$U_s(t) = -\frac{1}{R_{INT}C_{INT}} \int U_i(t) dt \quad (5)$$

Substituindo a equação (4) na equação (5), tem-se:

$$U_s(t) = -\frac{M}{R_{INT}C_{INT}} i(t) \quad (6)$$

Como M , R_{INT} e C_{INT} , a princípio, são constantes, $U_s(t)$ é proporcional a $i(t)$.

As bobinas são construídas de modo que sua saída seja influenciada o menos possível pela posição do condutor dentro do toróide e para rejeitar a interferência dos campos magnéticos externos causados, por exemplo, pelos condutores próximos [WARD, D. A, 1993].

Uma bobina real apresenta algumas grandezas que influenciam na sua resposta. São elas: a resistência interna (R_S) devido às características físicas do fio (comprimento, área da seção transversal e resistividade elétrica) e a capacitância parasita C_S que ocorre devido à proximidade das espiras. Além disso, deve-se considerar um resistor nos terminais de saída da bobina como um resistor de carga R . Este resistor de carga será analisado posteriormente.

O circuito equivalente da bobina de Rogowski está apresentado na Figura 9 [XIAOLIN, 2003].

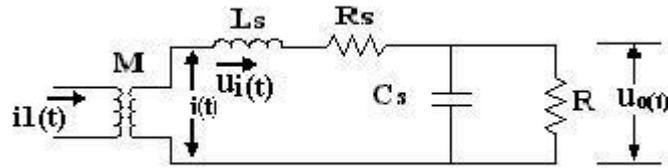


FIGURA 9 – CIRCUITO EQUIVALENTE DA BOBINA DE ROGOWSKI

onde M é a indutância mútua, L_s é a indutância própria, C_s é uma capacitância parasita, R_s é a resistência equivalente da bobina e R é a resistência de carga. A tensão gerada pela indutância mútua é denominada $u_i(t)$ e $u_0(t)$ é a tensão no resistor de carga [XIAOLIN, 2003].

Aplicando a lei das malhas de Kirchoff no circuito da Figura 9 pode-se escrever a equação:

$$u_i(t) = L_s \frac{di(t)}{dt} + R_s i(t) + u_0(t) \quad (7)$$

e a lei dos nós de Kirchoff

$$i(t) = C_s \frac{du_0(t)}{dt} + \frac{u_0(t)}{R} \quad (8)$$

e substituindo a equação (7) na equação (8) tem-se

$$L_s C_s \frac{dU_0^2}{dt^2} + \left(\frac{L_s}{R} + R_s C_s \right) \frac{dU_0}{dt} + \left(\frac{R_s}{R} + 1 \right) U_0(t) = U_1(t) \quad (9)$$

Aplicando transformada de Laplace nas equações 4 e 9 e considerando as condições iniciais nulas, obtém-se

$$L_S C_S s^2 + \left(\frac{L_S}{R} + R_S C_S \right) s + \left(\frac{R_S}{R} + 1 \right) u_0(s) = M s I_1(s) \quad (10)$$

onde $s = \sigma + j\omega$ é uma variável complexa no domínio da frequência .

Pode-se então, segundo C. Xiaolin [XIAOLIN, 2003], determinar a função de transferência do sistema utilizando:

$$G(s) = \frac{U_0(s)}{I_1(s)} = \frac{Ms}{(L_S C_S s^2 + (\frac{L_S}{R} + R_S C_S) s + \frac{R_S}{R} + 1)} \quad (11)$$

A indutância própria L_S pode ser determinada em função das características físicas da bobina (Ver Figura 10), como o raio interno (a) e externo (b), espessura (h) e número de espiras (N) [XIAOLIN, 2003].

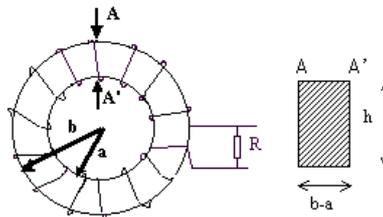


FIGURA 10 – GRANDEZAS RELEVANTES NA CONFECÇÃO DA BOBINA

$$L_S = N^2 \frac{\mu}{2\pi} h \ln \left(\frac{b}{a} \right) \quad (12)$$

Como a indutância mútua é dada por

$$M = \frac{\mu}{2\pi} N h \ln \left(\frac{b}{a} \right) \quad (13)$$

tem-se que

$$L_S = MN \quad (14)$$

A impedância da bobina pode ser analisada sob o ponto de vista do circuito equivalente, com ou sem a carga R. A partir da Figura 11, é possível determinar a impedância Z do circuito, do ponto de vista da saída do circuito sem carga. [EDMINISTER, 1971]:

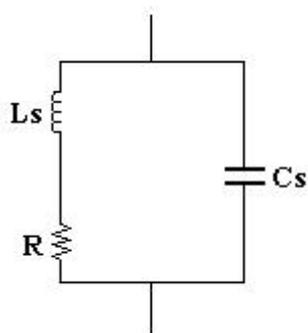


FIGURA 11 – CIRCUITO EQUIVALENTE DA BOBINA DE ROGOWSKI SEM CARGA

Aplicando as transformadas de Laplace para os componentes XL_S e XC_S

$$XL_S = sL_S \quad (15)$$

$$XC_S = \frac{1}{sC_S} \quad (16)$$

$$\frac{1}{Z} = sC_S + \frac{1}{R_S + sL_S} \quad (17)$$

$$\frac{1}{Z} = \frac{sC_S(R_S + sL_S) + 1}{R_S + sL_S} \quad (18)$$

$$Z = \frac{R_S + sL_S}{sC_S(R_S + sL_S + \frac{1}{sC_S})} \quad (19)$$

O módulo da impedância Z é obtido transformando $s = j\omega$ em (19):

$$Z = \frac{R_s + j\omega L_s}{j\omega C_s(R_s + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s})} \quad (20)$$

obtém-se o módulo de Z , determinando

$$|Z| = \sqrt{\text{Re}(Z)^2 + \text{Im}(Z)^2} \quad (21)$$

e a diferença de fase por

$$\theta = \text{arctg}\left(\frac{\text{Im}(Z)}{\text{Re}(Z)}\right) \quad (22)$$

Do ponto de vista da saída e considerando um resistor de carga R , tem-se o o circuito equivalente da Figura 12:

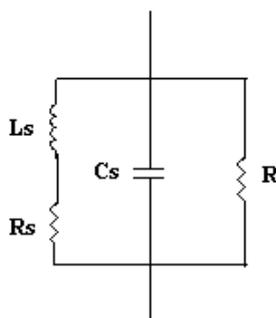


FIGURA 12 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO COM RESISTOR DE CARGA R

Para calcular a impedância Z , utiliza-se:

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + sC_s + \frac{1}{R_s + sL_s} \quad (23)$$

e chega-se a seguinte relação:

$$Z = \frac{R(R_s + sL_s)}{R + R_s + s(L_s + C_s R R_s + s^2 C_s R L_s)} \quad (24)$$

A equação 24 será utilizada para determinar o módulo da impedância e a diferença de fase considerando um resistor de carga.

2.4. Freqüência de ressonância

O conceito de ressonância é aplicado em diversas áreas da ciência e engenharia. Ela ocorre em qualquer circuito que possua ao menos um indutor e um capacitor, sendo estes a causa de oscilações da energia armazenada de uma forma para outra. Uma das principais características é que na freqüência de ressonância ocorre um ponto de amplitude máxima. A ressonância é uma condição em um circuito RLC na qual as reatâncias capacitivas e indutivas são iguais em módulo, resultando, portanto, em uma impedância puramente resistiva [ALEXANDER,2003]. Considerando o circuito equivalente da bobina de Rogowski como um circuito RLC paralelo, partindo do conceito de Admitância Y [ALEXANDER,2003],

$$Y = \frac{I}{V} = \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \quad (25)$$

$$Y = \frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (26)$$

têm-se que a ressonância ω_0 ocorre quando a parte imaginária de Y é zero, então

$$\omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L} = 0 \quad (27)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (28)$$

Como

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (29)$$

tem-se que

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (30)$$

Uma vez que toda a corrente vai passar pelo resistor R, a combinação LC se comporta como um circuito aberto.

2.5. Determinação dos limites de freqüência.

O circuito equivalente do sensor é semelhante a um circuito ressonante RLC paralelo para pequenos sinais de corrente. A máxima potência dissipada ocorre na ressonância quando

$$I = \frac{V_{MAX}}{R} \quad (31)$$

logo,

$$P(\omega) = \frac{1}{2} \frac{V_{MAX}^2}{R} \quad (32)$$

A largura da banda de freqüência do sensor é determinada pelo limite de freqüência inferior f_L onde $\omega_L = 2\pi \cdot f_L$ e limite de freqüência superior f_H onde $\omega_H = 2\pi \cdot f_H$. Esses limites correspondem a freqüência em que a potência dissipada é a metade do valor máximo, ou seja, quando a corrente cai a $0,707 V_{MAX} / R$.

Os limites de freqüência e a largura da banda podem ser dados pelas equações [XIAOLIN, 2003]:

$$\omega_L = \frac{R + R_s}{L_s + RR_s C_s} \approx \frac{R + R_s}{L_s} \quad (33)$$

$$\omega_H = \frac{L_S + RR_S C_S}{RL_S C_S} \approx \frac{1}{RC_S} \quad (34)$$

$$\omega_H - \omega_L = \left(\frac{L_S + RR_S C_S}{RL_S C_S} - \frac{R + R_S}{L_S + RR_S C_S} \right) \quad (35)$$

onde a expressão $\omega_H - \omega_L$ é denominada largura de faixa ou largura de banda (B).

A razão entre a frequência de ressonância e a largura de faixa é denominado *fator de qualidade Q*. Para o circuito RLC paralelo, o fator de qualidade Q é dado por:

$$Q = \frac{\omega_0}{B} \quad (36)$$

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} \quad (37)$$

A seletividade de um circuito RLC é a capacidade do circuito de responder a certas frequências, discriminando-as entre todas as outras frequências. Se a banda de frequência a ser selecionada é estreita, o fator de qualidade deve ser alto. Se a banda de frequência é larga, o fator de qualidade deve ser baixo. Então, o circuito ressonante é caracterizado por cinco parâmetros relacionados: as duas frequências de meia potência ω_H e ω_L , a frequência de ressonância ω_0 , a largura de faixa B e o fator de qualidade Q [ALEXANDER,2003].

2.6. Cálculo da indutância de um toróide

Um indutor é um dispositivo capaz de armazenar energia em um campo magnético. Ele deve ser comparado em sua função com o capacitor, que armazena energia em um campo elétrico. Exemplos de indutores são espiras, solenóides, toróides, etc. Se um solenóide longo é curvado em forma de círculo, e fechado sobre si

mesmo, obtemos um toróide. Quando esse toróide possui um enrolamento uniforme, o campo magnético é praticamente todo confinado em seu interior e o campo magnético B é nulo fora dele [KELLER, 1999]. (Ver Figura 13)

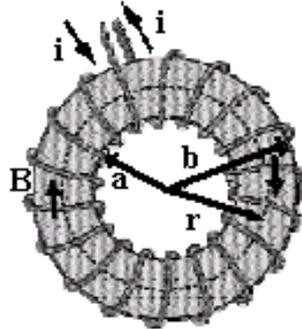


FIGURA 13 – REPRESENTAÇÃO DE UM INDUTOR COM NUCLEO EM FORMA DE TORÓIDE

As linhas de campo magnético que em um solenóide são segmentos retos, transformam-se em circunferências concêntricas em um toróide. O campo magnético é tangente em cada ponto da circunferência. Se considerarmos como um caminho fechado uma circunferência de raio r , cujo centro está no eixo do toróide, situado num plano meridiano, o campo magnético B é tangente a circunferência de raio r e tem o mesmo módulo em todos os pontos da circunferência. A circulação, pela Lei de Ampère [KELLER, 1999], é dada por

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 i N \quad (38)$$

$$\oint B dl \cos 0^\circ = \mu_0 i N \quad (39)$$

$$B \oint dl = \mu_0 i N \quad (40)$$

$$B 2\pi r = \mu_0 i N \quad (41)$$

$$B = \frac{\mu_0 i N}{2\pi r} \quad (42)$$

Para calcular a intensidade do campo magnético que atravessa uma circunferência de raio r , serão analisados dois casos.

1º Caso: Fora do Toróide

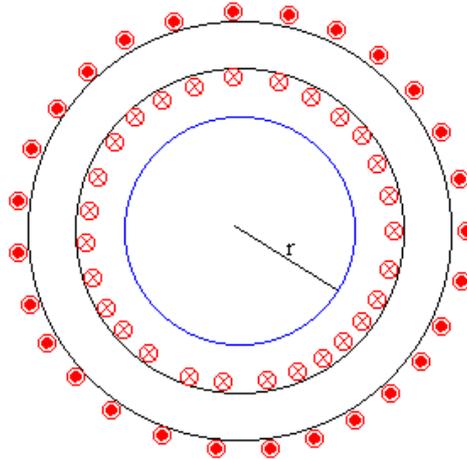


FIGURA 14 – INDUTÂNCIA EXTERNA DO TORÓIDE

Neste caso a intensidade de campo magnético que atravessa a circunferência de raio r é zero. Aplicando a lei de Ampère,

$$B2\pi r = \mu_0 0 \quad (43)$$

$$B = 0 \quad (44)$$

2º Caso: Indutância dentro do toróide

Pela definição de indutância,

$$L = \frac{N\Phi}{i} \quad (45)$$

O fluxo Φ sobre a secção transversal do toróide é determinado por

$$\Phi = \int B dA = \int_a^b (B)(h dr) = \int_a^b \frac{\mu_0 i N}{2\pi r} h dr = \frac{\mu_0 i N h}{2\pi} \int_a^b \frac{dr}{r} = \frac{\mu_0 i N h}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \quad (46)$$

A equação para a indutância é obtida substituindo (46) em (45) [HALLIDAY, 1993]

$$L = \frac{\mu_0 N^2 h}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \quad (47)$$

A equação (47) mostra uma maneira aproximada do cálculo da indutância para um toróide, considerando o campo magnético no interior constante e que o raio r seja muito menor do que b .

2.7. Cálculo da capacitância parasita entre as espiras

O comportamento das bobinas de Rogowski em altas frequências é muito diferente do comportamento para baixas frequências. A capacitância parasita surge devido a proximidade entre os fios do enrolamento da bobina. Sendo assim, as capacitâncias parasitas não podem ser desprezadas quando se analisam altas frequências. Elas afetam significativamente o indutor e são responsáveis diretas pela frequência de ressonância.

Além da capacitância parasita, o efeito Pelicular e os efeitos de proximidade causam nos enrolamentos um aumento na resistência e a indutância diminui ligeiramente com o aumento da frequência.

Para uma previsão precisa da resposta em frequência desses indutores o cálculo da capacitância parasita é importante. Visando minimizar os efeitos da capacitância parasita os indutores são usualmente feitos de enrolamentos simples (em geral uma camada) e o uso de núcleos ferromagnéticos foi abolido. O uso de núcleos de ar ou de materiais não ferromagnéticos faz com que a bobina não sofra efeitos de histerese. A distância entre as espiras é aumentada para reduzir a capacitância entre as espiras.

A vista da secção transversal de fios uniformemente enrolados de secções transversais circulares é mostrada na Figura 15. A capacitância entre duas voltas adjacentes C_{tt} pode ser calculada por meio da fórmula para a determinação da capacitância por unidade de comprimento de dois condutores paralelos retos

infinitamente longos colocados em um meio homogêneo. Sob estas condições e considerando que a espessura t do revestimento isolante do fio é pequena quando comparada com a distância g da distância entre duas espiras, onde $g=(p-2r)$, uma expressão analítica para a capacitância espira-espira (C_u), pode ser determinada para fios da seção transversal circular por meio de [GRANDI, 1999],

$$C_u = \frac{\pi D \epsilon_0}{\ln \left(\frac{p}{2r} + \sqrt{\left(\frac{p}{2r} \right)^2 - 1} \right)} \quad (48)$$

onde D é o diâmetro da volta, p é a distância entre os centros dos fios de duas espiras lado a lado e onde r é o raio do fio.

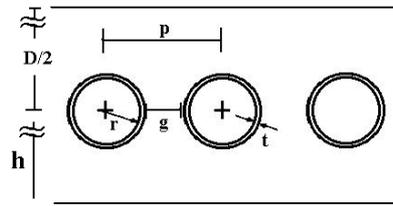


FIGURA 15 – SEÇÃO TRANSVERSAL DA BOBINA

Ainda quando a espessura t da camada isolante do fio de permissividade relativa ϵ_r é comparável com a distância entre as espiras g , surge uma expressão derivada de (48) onde é assumido o surgimento de um campo radial na superfície da camada isolante [GRANDI, 1999].

$$C_u = \frac{\pi D \epsilon_0}{\ln \left(F + \sqrt{F^2 - \left(1 + \frac{t}{r} \right)^{\frac{2}{\epsilon_r}}} \right)} \quad (49)$$

onde

$$F = \frac{\frac{p}{2r}}{\left(1 + \frac{t}{r} \right)^{\frac{1}{\epsilon_r}}} \quad (50)$$

As equações 49 e 50 são utilizadas quando a espessura da camada isolante do fio deve ser considerada para a determinação da capacitância parasita.

CAPÍTULO 3 – DESENVOLVIMENTO EXPERIMENTAL

3.1. Confeção das Amostras

Os sensores de corrente utilizados atualmente são formados por núcleos magnéticos. Este tipo de metodologia está muito bem desenvolvida e é simples, tanto no projeto, como na fabricação. Entretanto, uma desvantagem observada é que, devido à necessidade de magnetizar o núcleo, ocorre uma perda de energia, motivo que torna este sensor pouco preciso.

As propriedades magnéticas de componentes indutivos são usadas para medir a intensidade de corrente que passa, por exemplo, em um condutor. Este tipo de sensor de corrente possui alta confiabilidade. Por outro lado, possui uma desvantagem: a bobina deve criar um campo magnético sobre o núcleo de material magnético e isto provoca sua saturação, fazendo com que o sensor deixe de funcionar. Esta propriedade limita a intensidade de corrente que o sensor de corrente é capaz de medir. Além disso, o efeito de utilizar um toróide de material magnético, também produz perda de linearidade (a intensidade de saída não varia linearmente com a intensidade do condutor) e erros de fase (as intensidades não estão em fase). Desta forma, não se pode medir com precisão a intensidade de corrente elétrica que circula pelo cabo condutor. Tendo em vista os problemas inerentes à utilização de um núcleo ferromagnético, foi evitado utilizar este tipo de núcleo.

As bobinas utilizadas nos experimentos foram confeccionadas segundo o princípio da bobina de Rogowski. As bobinas são constituídas de um núcleo não magnético. O material utilizado foi o epóxi, que possui baixo custo e fácil moldagem. A Figura 16 apresenta uma das amostras confeccionadas. Essas bobinas foram construídas com núcleos de epóxi, enrolados com um fio de cobre 28 AWG. O diferencial das amostras é o número de espiras. O núcleo não magnético tem a vantagem de não possuir perdas, possuir boa linearidade e além disso, não depende da

permeabilidade magnética ($\mu_0 = \mu$).

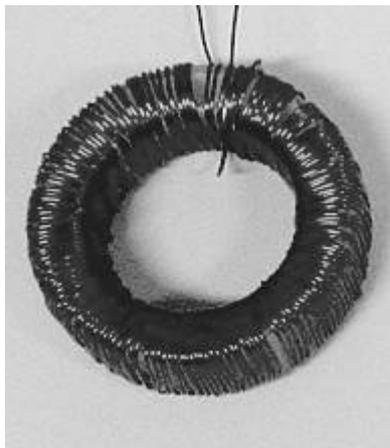


FIGURA 16 – BOBINA DE ROGOWSKI CONFECCIONADA

Foram preparadas três bobinas denominadas A1, A2 e A3. As características construtivas das bobinas estão listadas na Tabela I. As medidas foram feitas utilizando um paquímetro digital com uma precisão de 0,1 mm.

TABELA I – CARACTERÍSTICAS FÍSICAS DAS BOBINAS DE ROGOWSKI

Bobina	Número de espiras	a (raio interno) (cm)	b (raio externo) (cm)	Largura (cm)	Espaçamento entre espiras (mm)
A1	150	1,23	2,03	1,21	1,51
A2	30	1,23	2,03	1,21	5,53
A3	15	1,23	2,03	1,21	9,97

3.2. Análise da impedância

Um analisador de impedância foi utilizado para determinar o comportamento das bobinas quando foram aplicados sinais senoidais de 1V de tensão RMS, cujas frequências foram variadas de 10 Hz a 30 MHz. Desta forma foi possível analisar: a impedância da bobina, diferença de fase da tensão induzida em função da corrente que atravessa a bobina, frequência de ressonância e ainda, avaliar o comportamento da sua indutância própria L_S e resistência interna R_S . O equipamento utilizado foi um

analisador de impedância Solartron, modelo SI-1260. A Figura 17 apresenta uma vista frontal do equipamento.



FIGURA 17 – ANALISADOR DE IMPEDÂNCIA SOLARTRON (SI 1260)

O método de medida do analisador de impedância é baseado na medição da tensão e corrente na saída da bobina. A metodologia utilizada para a obtenção das medidas está descrita a seguir.

O gerador fornece um sinal senoidal para a amostra, cujos parâmetros frequência, período e amplitude podem ser controlados e estão representados na Figura 18. O diagrama esquemático do gerador está representado na figura 19.

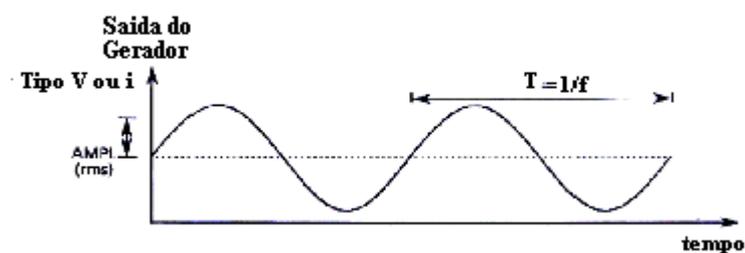


FIGURA 18 – SINAL SENOIDAL FORNECIDO PELO GERADOR SOBRE A BOBINA

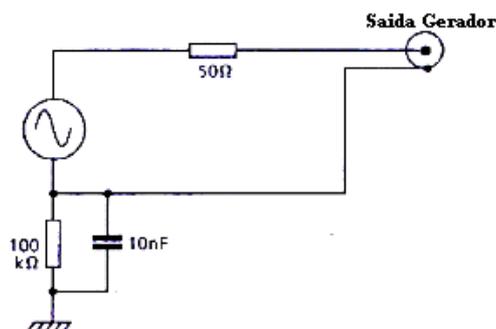


FIGURA 19 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO GERADOR DE SINAL SENOIDAL

A medida de tensão sobre a bobina é feita analisando-se o sinal V_1 entre os terminais, o ponto de aplicação da tensão alta (V_H) e o ponto de aplicação da tensão baixa (V_L). A tensão é dada por

$$V_1 = A.(V_H - V_L) \quad (51)$$

onde A é um ganho cujo valor é interno e sem possibilidade de variação.

É feita uma amplificação do sinal e posterior medida de corrente elétrica por meio de um resistor *shunt* localizado dentro do Analisador, conforme a Figura 20 . A impedância da bobina é então obtida pela Lei de Ohm.

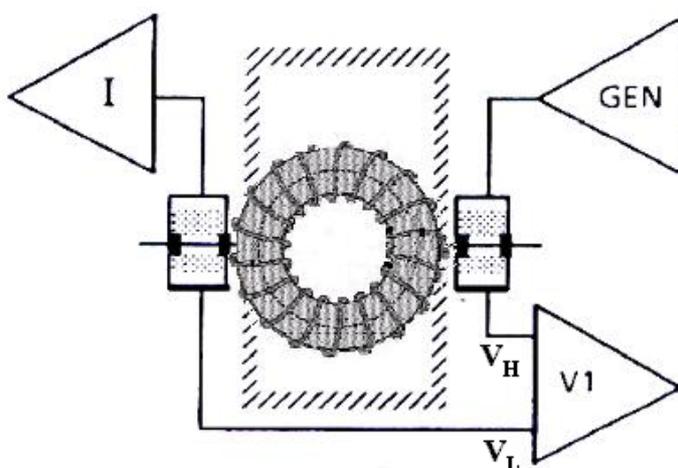


FIGURA 20 – REPRESENTAÇÃO ESQUEMÁTICA DA MEDIDA DE TENSÃO E CORRENTE DO ANALISADOR SOLARTRON.

A determinação do ângulo de fase entre a tensão e corrente é realizado pelo método derivado da transformada de Fourier. O sinal digital é somado em 104 pontos

e integrado em um ciclo. O processador utiliza esse resultado e através de funções referências seno e co-seno obtém o ângulo de fase. A Figura 21 e a Figura 22 apresentam os resultados obtidos da medida de impedância e fase realizados com o analisador de impedância Solartron.

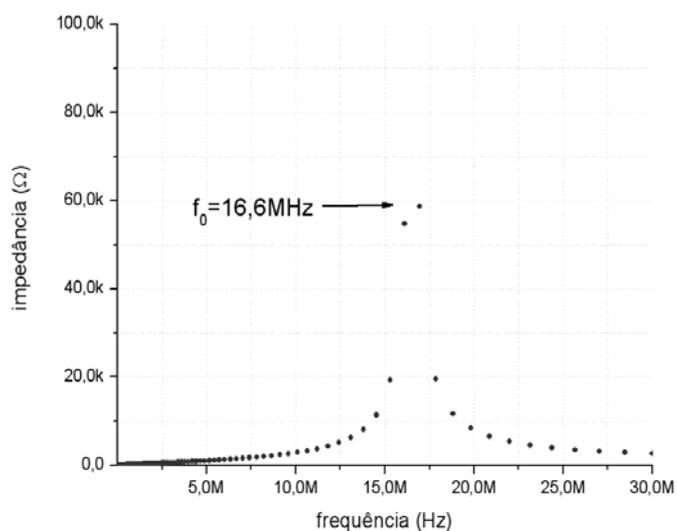


FIGURA 21 – MEDIDA DE IMPEDÂNCIA COM O ANALISADOR DE IMPEDÂNCIA SOLARTRON

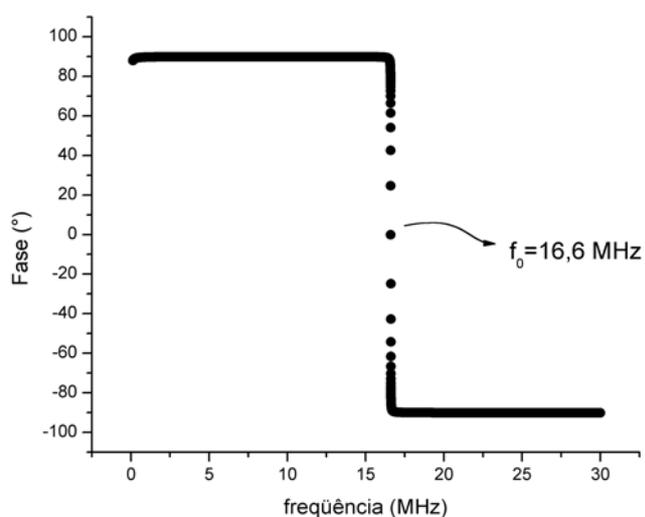


FIGURA 22 – MEDIDA DE FASE COM O ANALISADOR DE IMPEDÂNCIA SOLARTRON

3.3. Determinação da capacitância parasita utilizando a frequência de ressonância

Utilizando os resultados e gráficos obtidos da medida de impedância e de diferença de fase pode-se determinar a capacitância parasita da bobina. A análise da frequência de ressonância da bobina mostra que na ressonância a impedância é máxima e a diferença de fase é nula. Com base nestes dados obteve-se a frequência de ressonância e utilizando a equação (30) foi determinada a capacitância parasita da bobina.

3.4. Determinação da função de transferência G

O objetivo da determinação da função de transferência G é verificar qual a tensão induzida na saída da bobina a cada Ampère de corrente medido. De posse dos valores da impedância, verificou-se que a função de transferência da bobina para altas frequências pode ser obtida por meio da razão da impedância e do número de espiras, conforme demonstrado no Anexo A.

3.5. Determinação da resposta da bobina para impulsos de corrente

3.5.1. Modelagem dos Pulsos de entrada da Bobina de Rogowski

Para a implantação da simulação foi realizada a modelagem do pulso de corrente na entrada, de tal maneira que, controlando as características do pulso que passa pelo condutor fosse possível prever qual a resposta do pulso da tensão de saída na bobina. Foram injetados pulsos de corrente separadamente no condutor que atravessava a Bobina de Rogowski:

Forma de onda tipo Pulso

A forma de onda tipo pulso foi obtida utilizando-se um gerador de sinais Tektronix, modelo CFG 280. A função deste equipamento é gerar uma onda quadrada. Na saída do gerador foi colocado um circuito na configuração de um diferenciador, formado por um capacitor de baixo valor e um resistor cuja função foi deixar o pulso com uma subida muito rápida, obtendo-se assim, um pulso, cuja frequência dependia dos valores de R e C. O resistor R tinha a função de resistor de derivação (*shunt*) onde por meio da forma de onda da tensão analisada obtém-se, utilizando a lei de Ohm, a corrente elétrica que passa sobre este. O diagrama esquemático do experimento está apresentado na Figura 23.

O sinal do pulso de corrente (CH2) e o sinal de resposta da saída da bobina (CH1) foram monitorados por um osciloscópio Tektronix TDS 2024. Os sinais foram enviados ao computador por meio de uma interface serial RS-232. Utilizando-se um software específico da Tektronix os sinais foram armazenados no disco rígido.

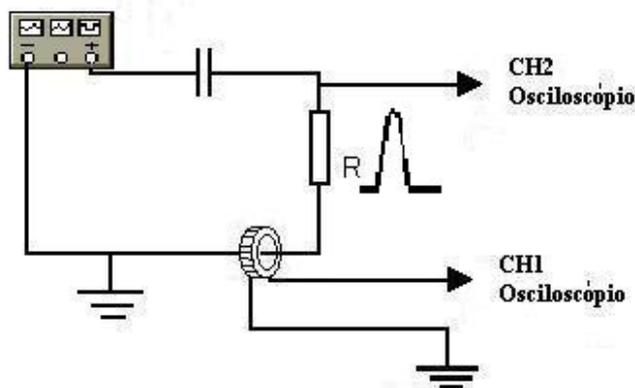


FIGURA 23 – CIRCUITO GERADOR DE PULSOS

Este pulso foi modelado matematicamente por meio do software *OriginPro*[®], onde foi determinada a função

$$y = A \cdot \left(1 - e^{\frac{-x-x_0}{t_1}} \right) e^{\frac{-x-x_0}{t_2}} \quad (52)$$

e feito um ajuste para a determinação dos parâmetros A , t_1 e t_2 . O parâmetro A controla a amplitude do pulso, t_1 e t_2 são responsáveis pelo tempo de subida e descida do pulso respectivamente. Com esses parâmetros o pulso foi simulado no software *Mathematica*[®] (ver Figura 24).

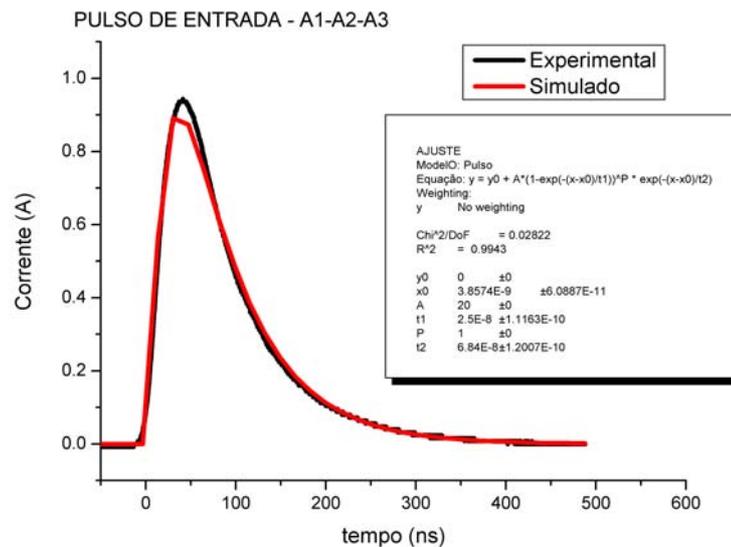


FIGURA 24 – REPRESENTAÇÃO DA FORMA DE ONDA: PULSO EXPERIMENTAL E SIMULADO

A função de transferência (11) também foi simulada no *Mathematica*[®]. De posse da simulação do comportamento da bobina, principalmente da sua função de transferência G , e da simulação do sinal de corrente que atravessa a bobina, foi obtida a resposta simulada da tensão de saída da bobina. Aplicando a relação, válida somente no domínio s , temos

$$G(s) = \frac{V_S(s)}{I_E(s)} \quad (53)$$

$$I_E(s) \times G(s) = V_S(s) \quad (54)$$

Os resultados experimentais e simulados foram comparados no *OriginPro*[®]. Os procedimentos experimentais foram realizados com vários resistores de carga (10Ω , 56Ω e 120Ω), os quais foram colocados na saída da bobina.

Forma de Onda Degrau

Utilizando um gerador de degrau, o pulso foi ajustado para que a subida da rampa fosse a mais rápida possível. O objetivo da aplicação deste sinal foi verificar qual a resposta da saída da bobina, isto é, se a resposta seria amortecida, sub-amortecida ou sem amortecimento. O ajuste do pulso foi feito utilizando a carga e descarga de um cabo coaxial ligado ao gerador.

Foi utilizado um gerador HAEFELY *TYP 40*. O diagrama esquemático do gerador está representado na Figura 25. Ao ligarmos o aparelho, a chave de mercúrio começa a atuar, aplicando sobre o cabo coaxial de 50Ω uma tensão de 90 V, carregando a capacitância do cabo e em seguida, descarregando-o por meio de um curto circuito. Este procedimento ocorre a uma frequência de 60 Hz, fazendo com que sobre o resistor *shunt* exista uma diferença de potencial de 90 V, gerando uma corrente elétrica de aproximadamente 1,8 A que atravessa o circuito. A largura do pulso gerado depende do comprimento do cabo.

A simulação seguiu os mesmos passos e critérios do procedimento da determinação da modelagem tipo pulso. Inicialmente, o pulso de corrente que passa pelo resistor *shunt* e o pulso de saída da bobina são capturados e enviados para o osciloscópio. Este por sua vez, os envia para o computador, onde os parâmetros do pulso são determinados pelo *Origin*[®] e simulados no *Mathematica*[®]. A resposta de saída simulada e a obtida experimentalmente são comparadas por meio do *Origin*[®]. Foram realizadas medidas para vários resistores de carga (10Ω , 56Ω e 120Ω) colocados na saída da bobina.

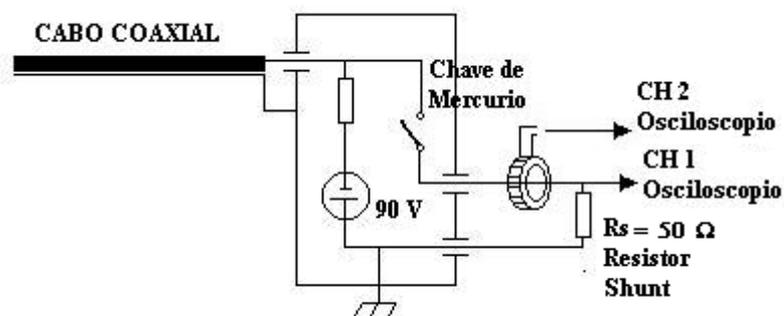


FIGURA 25 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO GERADOR DE GRAU

Forma de onda senoidal

Por ser um sinal cíclico a análise foi feita somente em regime estacionário obtendo-se assim, para uma dada frequência, a simulação do cálculo do módulo da função de transferência G e do ângulo de fase. Foi utilizado um gerador de sinais do fabricante Tektronix, modelo CFG 280, resistores *shunt* de 56Ω e de 120Ω e um osciloscópio TEKTRONIX TDS 2024. A Figura 26 mostra a configuração do experimento realizado.

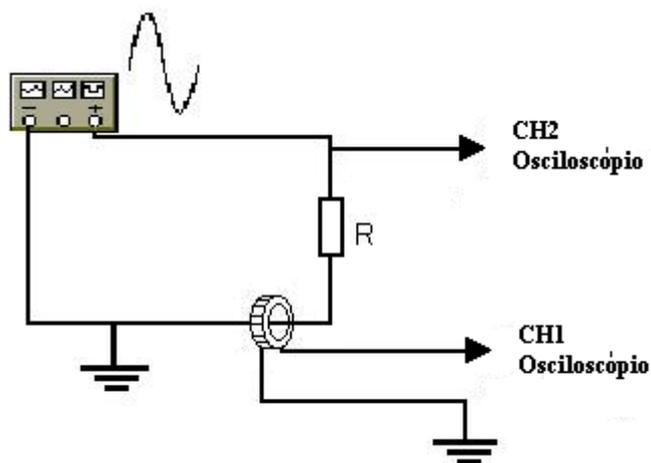


FIGURA 26 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO GERADOR DE PULSO SENOIDAL

Um sinal senoidal de frequência determinada é ajustado no gerador de funções. O pulso de corrente obtido no resistor *shunt* e a tensão de saída na bobina são capturados no osciloscópio, nos canais CH2 e CH1, respectivamente, e enviados ao

computador. Utilizando o *Origin*[®], foram obtidos os valores da amplitude da tensão de saída da bobina e a corrente que atravessa o resistor *shunt*, obtendo-se assim a função de transferência G

$$G = \frac{V_{\text{Saída}} (\text{rms})}{i_{\text{Shunt}} (\text{rms})} \quad (55)$$

e a diferença de fase entre tensão e corrente, θ .

A função de transferência também foi simulada no *Mathematica*[®] para a frequência analisada e os valores da função de transferência G e da diferença de fase θ foram obtidos e posteriormente comparados com as medidas experimentais. Este procedimento foi repetido para frequências de 200 kHz e 1 MHz.

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS E DISCUSSÃO

4.1. Análise de espectroscopia de impedância e função de transferência

O analisador de Impedância foi utilizado primeiramente para determinar qual o valor de L_S e R_S para baixas frequências. Na Tabela II são representados os valores obtidos para frequência de 100 Hz com uma incerteza do equipamento menor que 2%.

TABELA II –VALORES EXPERIMENTAIS DA RESISTÊNCIA E INDUTÂNCIA DAS BOBINAS EM BAIXA FREQUÊNCIA.

	Número de espiras	R_S (Ω)	L_S (μH)	X_{LS} (Ω)
A1	150	0,79	28,00	$1,77 \cdot 10^{-2}$
A2	30	0,20	2,15	$1,173 \cdot 10^{-3}$
A3	15	0,11	0,87	$5,52 \cdot 10^{-4}$

Após a obtenção das grandezas acima, foi determinado experimentalmente o diagrama de Bode de fase da bobina A1, sem carga, para uma faixa de frequência de 100 Hz até 30 MHz. O diagrama está representado na Figura 27.

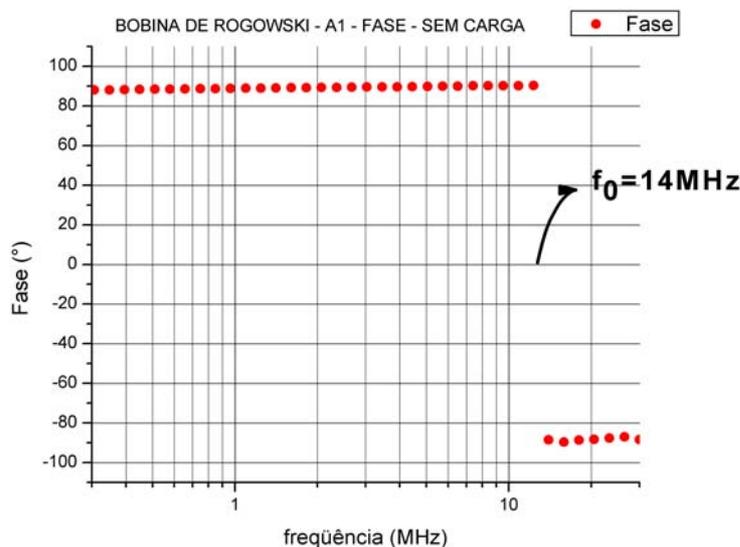


FIGURA 27 – DIAGRAMA DE BODE DA BOBINA DE ROGOWSKI A1

Conhecido o valor da frequência de ressonância é possível determinar a capacitância parasita da bobina através da equação (30). Utilizando os dados obtidos na Tabela II foi possível simular a espectroscopia de impedância e o diagrama de bode no *Mathematica*[®] utilizando a equação (20). O módulo da impedância e a diferença de fase são obtidos por meio das equações (21) e (22). O valor da capacitância parasita encontrada para a bobina A1 foi de 5,36 pF. Os valores simulados e medidos destas grandezas foram agrupados no gráfico da Figura 28 e da Figura 29 .

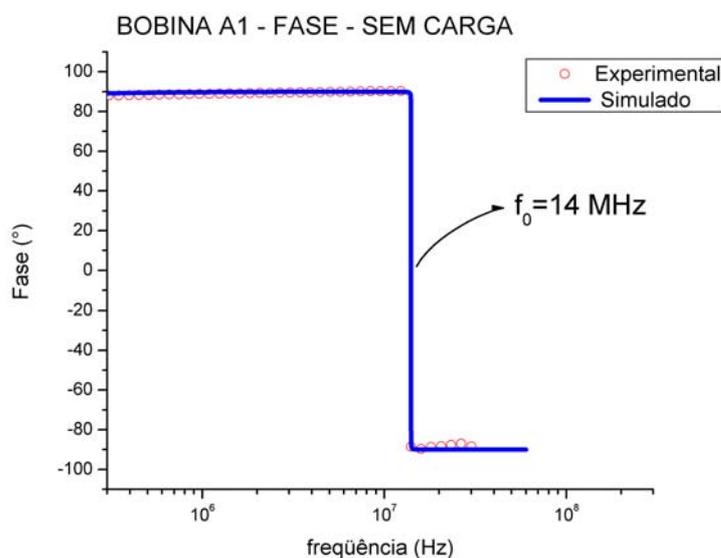


FIGURA 28 – DIFERENÇA DE FASE – BOBINA A1

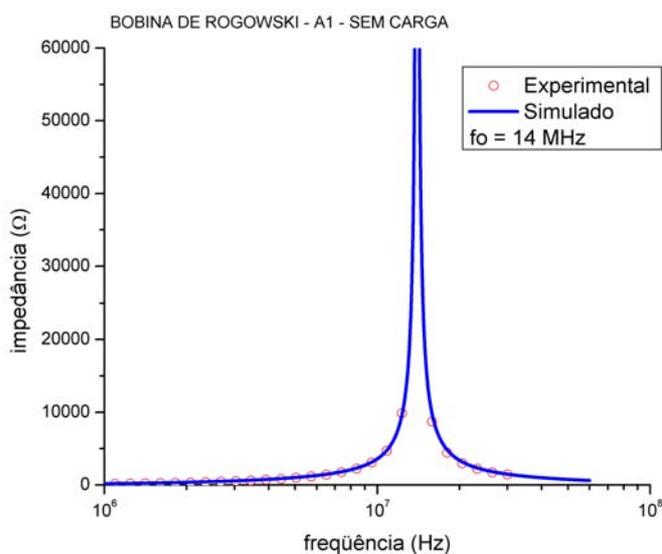


FIGURA 29 – ESPECTROSCOPIA DA IMPEDÂNCIA EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A1 SEM CARGA.

Outra análise foi realizada adicionando-se resistores de carga R de valores 10Ω , 56Ω e 120Ω , individualmente, nos terminais da bobina. Os mesmos procedimentos foram utilizados. A frequência de ressonância, mesmo com as resistências de carga, não se alterou. Os resultados experimentais obtidos, assim como os resultados simulados, como esperados, estão representados nos gráficos da Figura 30 à Figura 33.

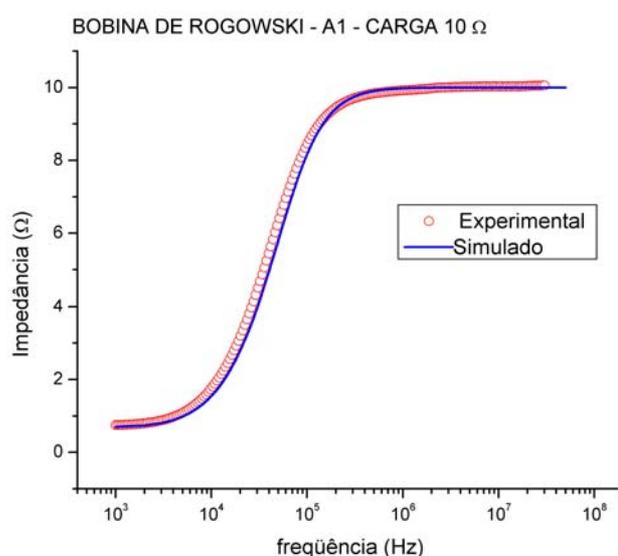


FIGURA 30 – ESPECTROSCOPIA DA IMPEDÂNCIA EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A1 COM CARGA DE 10Ω .

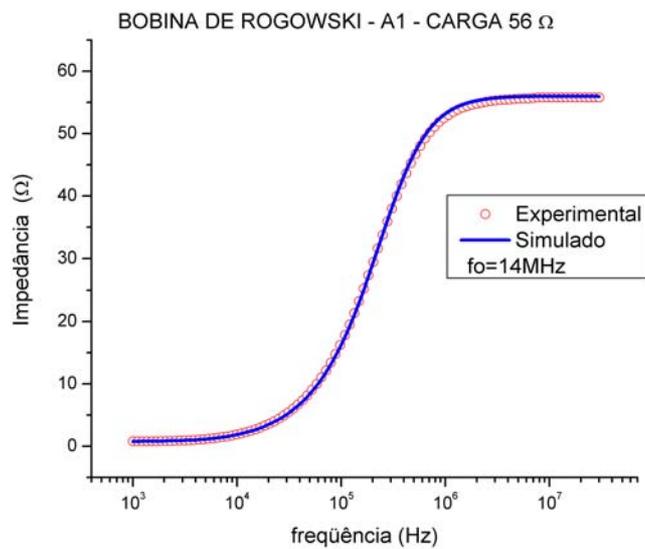


FIGURA 31 – ESPECTROSCOPIA DA IMPEDÂNCIA EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A1 COM CARGA DE 56 Ω .

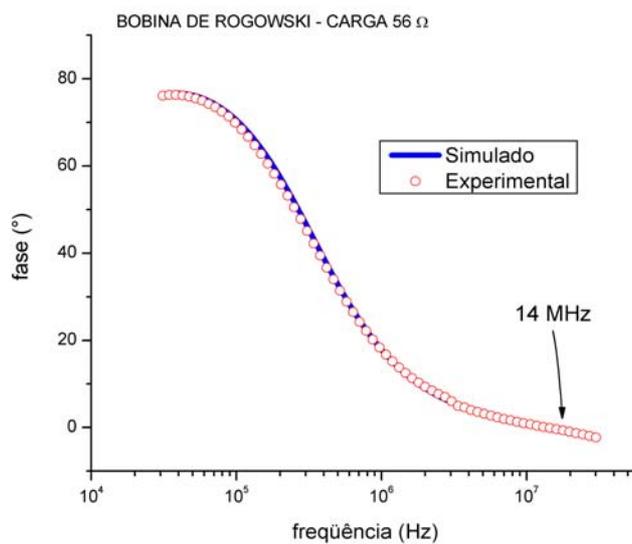


FIGURA 32 – ESPECTROSCOPIA DA FASE EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A1 COM CARGA DE 56 Ω .

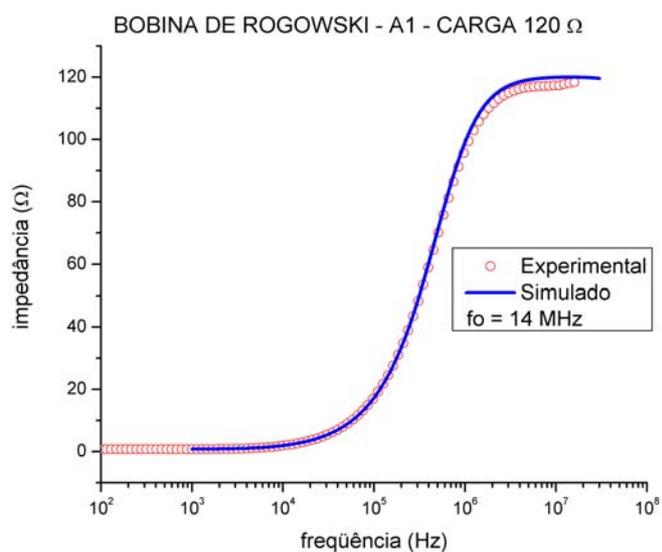


FIGURA 33 – ESPECTROSCOPIA DA IMPEDÂNCIA EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A1 COM CARGA DE 120 Ω.

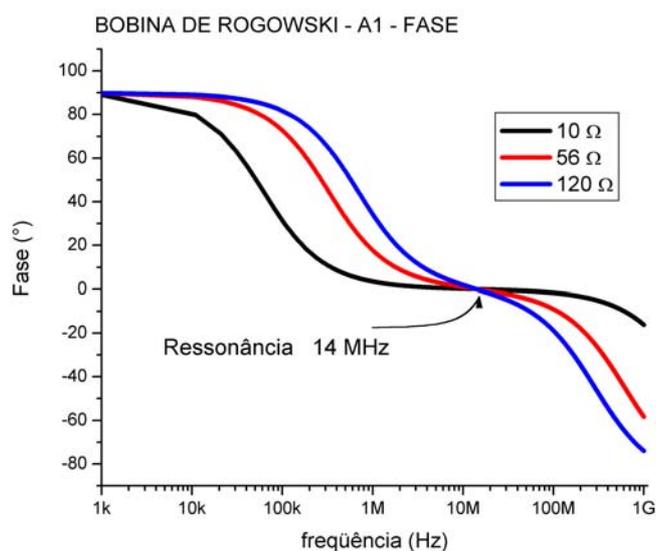


FIGURA 34 – ESPECTROSCOPIA COMPARATIVA DA FASE EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINAS A1 COM DIVERSAS CARGAS.

Os mesmos procedimentos foram utilizados para as bobinas A2 e A3. Devido as suas características físicas pode ser observado que a ressonância ocorre em um valor acima da capacidade de medida do Analisador de Impedância. Como a determinação da frequência de ressonância não era direta, foram utilizadas várias simulações modificando-se o valor da capacitância parasita até que os valores simulados coincidisse com os pontos experimentais.

Os valores da capacitância parasita, determinados experimentalmente e os simulados pela equação 48 estão representados na Tabela III.

TABELA III – VALORES DA CAPACITÂNCIA PARASITA DA BOBINA DE ROGOWSKI MEDIDA E SIMULADA

BOBINA	CAPACITÂNCIA MEDIDA (pF)	CAPACITÂNCIA SIMULADA (pF)	DIFERENÇA (%)
A1	5,36	5,54	3,4
A2	1,49	1,60	7,3
A3	1,86	1,88	1,1

Para a bobina A2, com uma capacitância parasita de 1,49 pF o valor da frequência de ressonância obtida foi de 90 MHz. Os resultados experimentais e simulados obtidos para a bobina A2 estão representados nos gráficos da Figura 35 à Figura 41 .

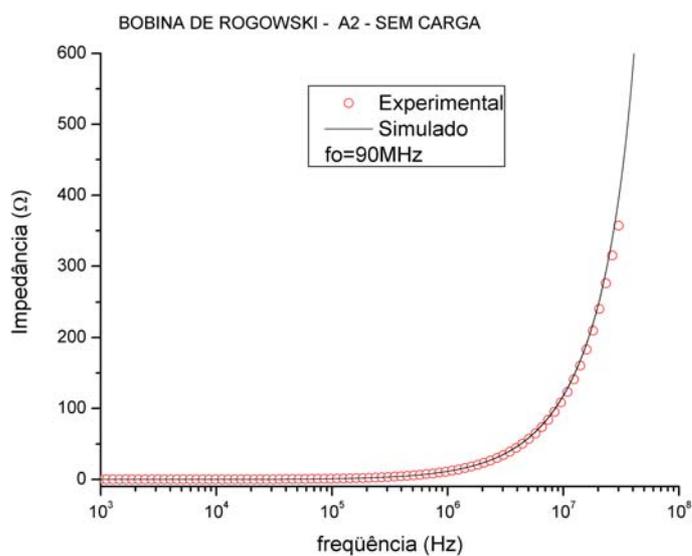


FIGURA 35 – ESPECTROSCOPIA DA IMPEDÂNCIA EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A2 SEM CARGA.

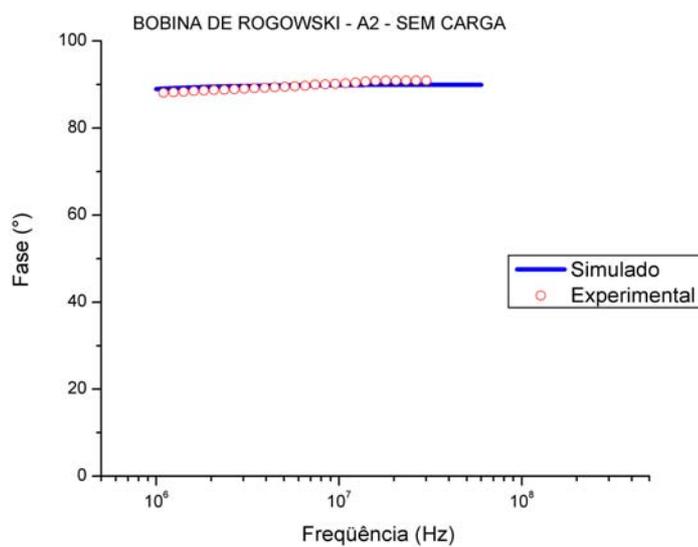


FIGURA 36 – ESPECTROSCOPIA DA FASE EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A2 SEM RESISTÊNCIA DE CARGA

Obtido o valor da frequência de ressonância, foram colocadas novamente as cargas utilizadas para a bobina A1 chegando-se aos seguintes resultados:

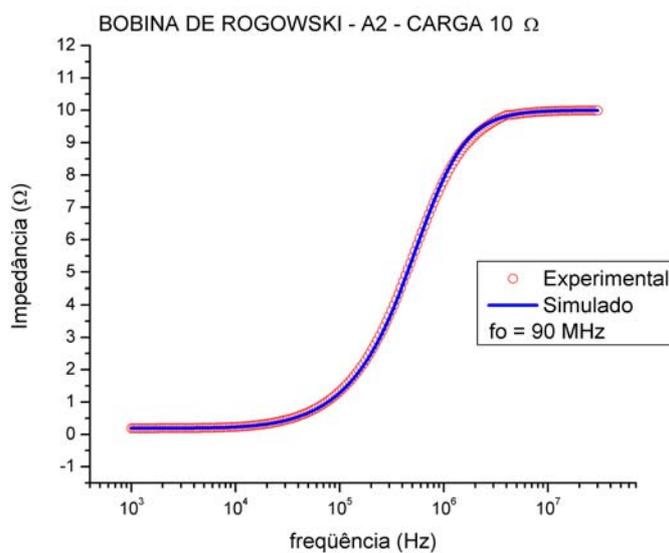


FIGURA 37 – ESPECTROSCOPIA DA IMPEDÂNCIA EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A2 COM CARGA DE 10 Ω .

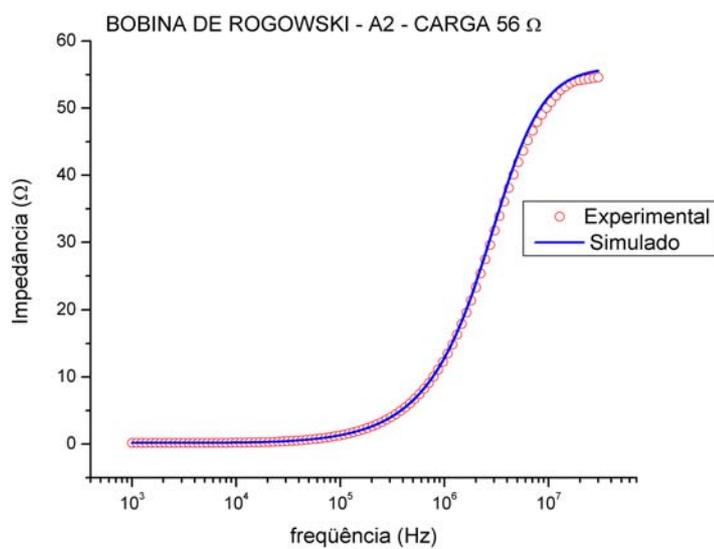


FIGURA 38 – ESPECTROSCOPIA DA IMPEDÂNCIA EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A2 COM CARGA DE 56 Ω .

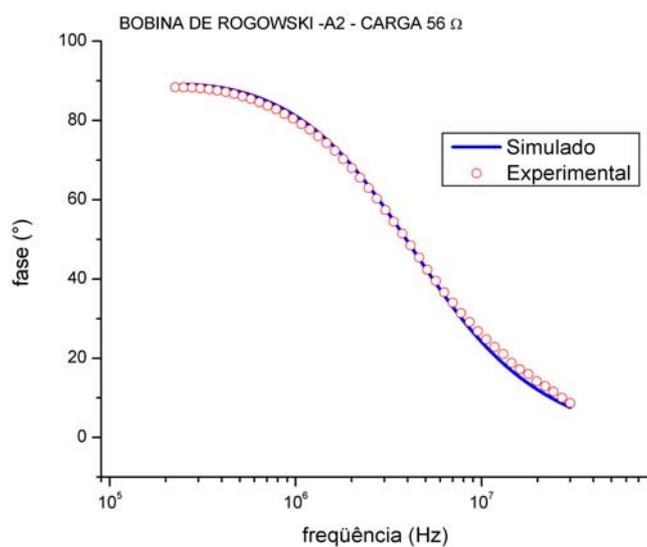


FIGURA 39 – ESPECTROSCOPIA DA FASE EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A2 COM CARGA DE 56 Ω .

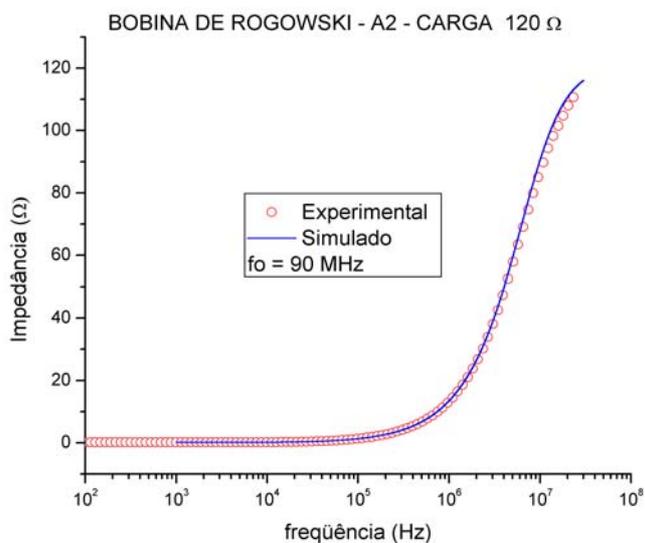


FIGURA 40 – ESPECTROSCOPIA DA IMPEDÂNCIA EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A2 COM CARGA DE 120 Ω .

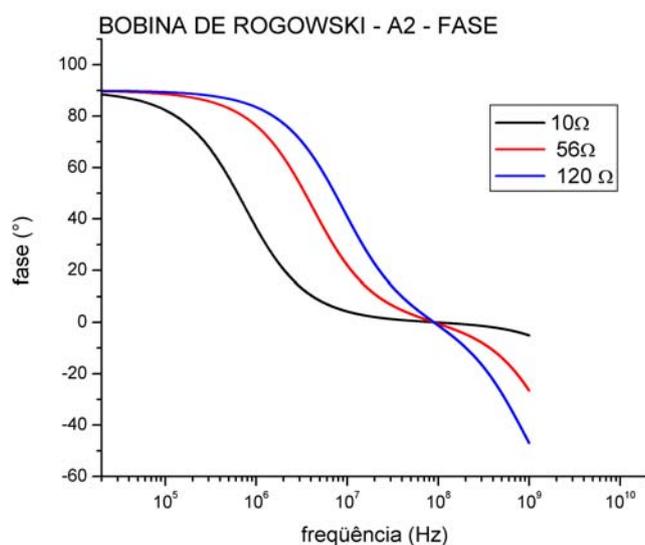


FIGURA 41 – ESPECTROSCOPIA COMPARATIVA DA FASE EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A2 COM DIVERSAS CARGAS.

A frequência de ressonância da bobina A3 foi obtida através dos mesmos procedimentos utilizados na bobina A2. O valor encontrado para a bobina A3 foi de 125 MHz para uma capacitância parasita de 1,86 pF. A Figura 42 à Figura 48 apresentam simultaneamente as simulações e os dados obtidos experimentalmente para a bobina A3.

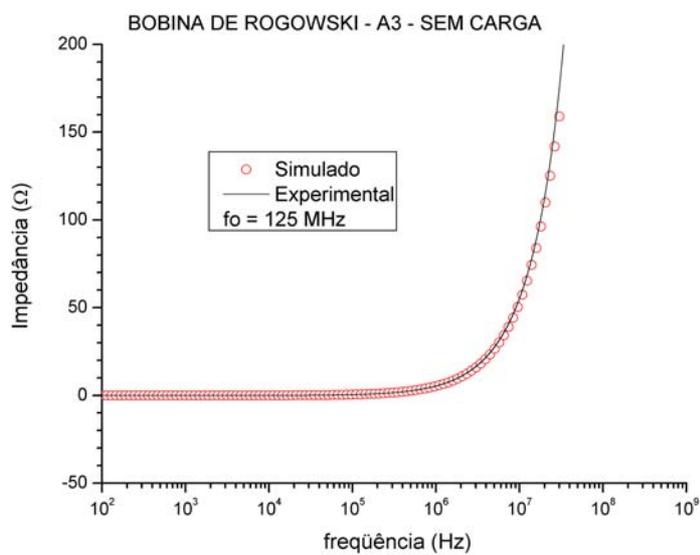


FIGURA 42 – ESPECTROSCOPIA DA IMPEDÂNCIA EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A3 SEM CARGA.

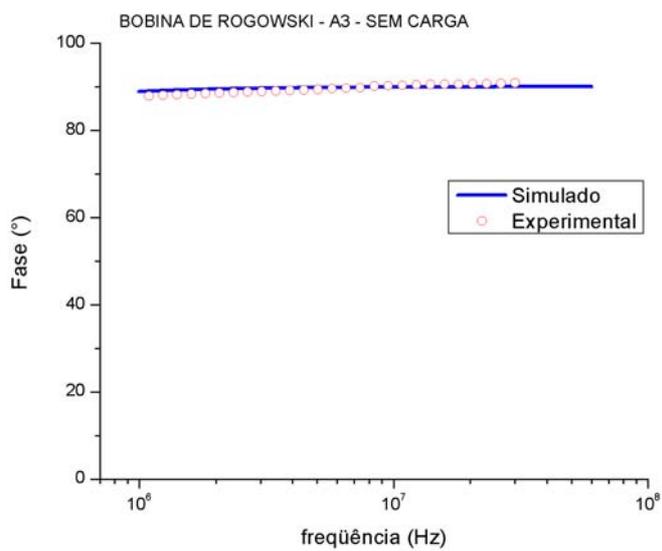


FIGURA 43 – ESPECTROSCOPIA DE FASE EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A3 SEM CARGA.

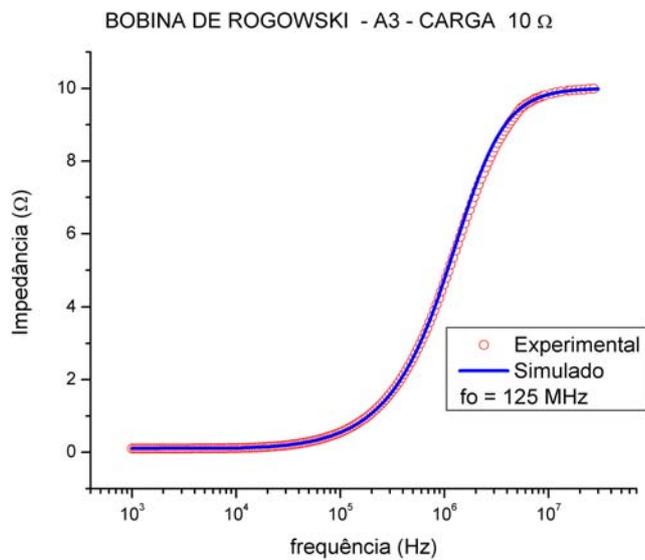


FIGURA 44 – ESPECTROSCOPIA DA IMPEDÂNCIA EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A3 COM UMA CARGA DE 10 Ω .

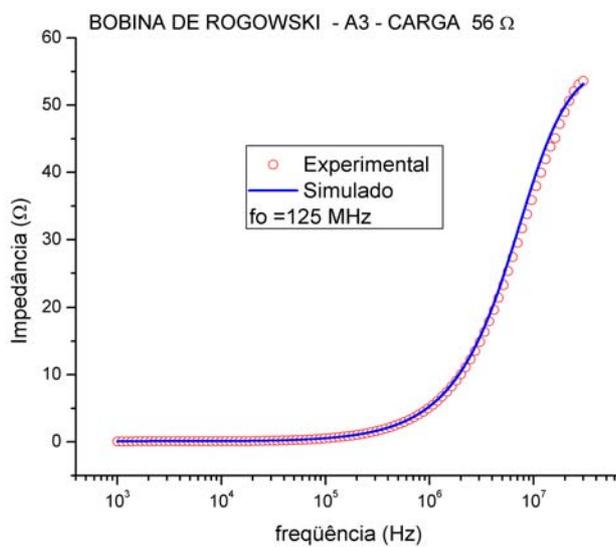


FIGURA 45 – ESPECTROSCOPIA DA IMPEDÂNCIA EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A3 COM CARGA DE 56 Ω .

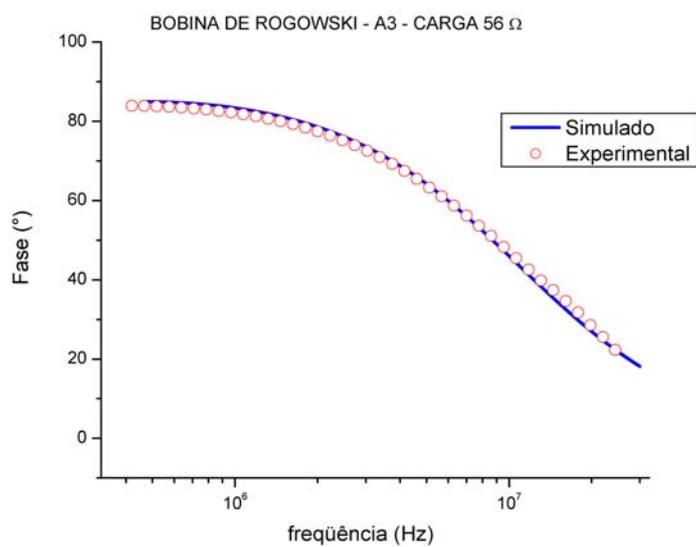


FIGURA 46 – ESPECTROSCOPIA DA FASE EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A3 COM UMA CARGA. DE 56 Ω .

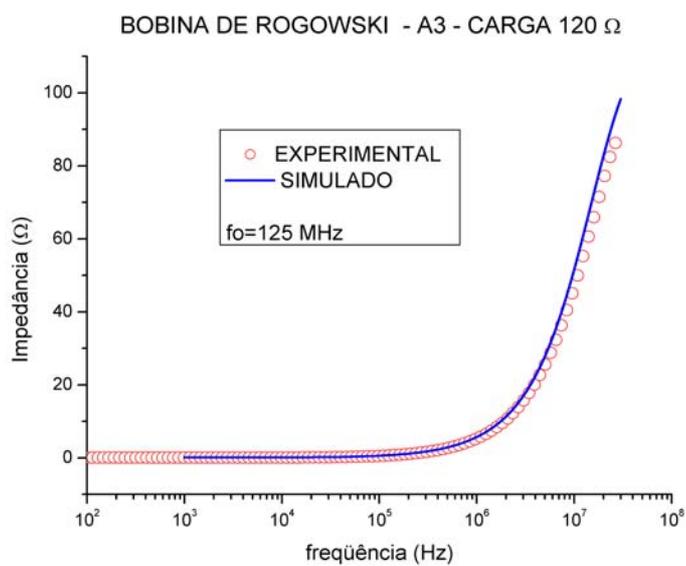


FIGURA 47 – ESPECTROSCOPIA DA IMPEDÂNCIA EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A3 COM UMA CARGA. DE 120 Ω .

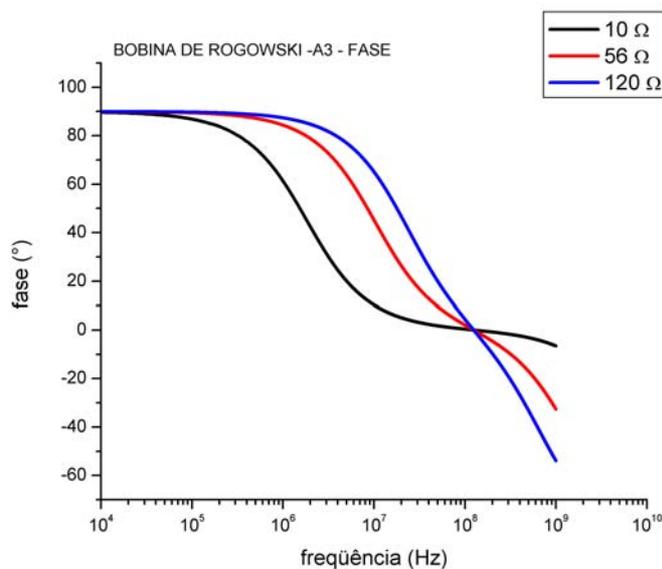


FIGURA 48 – ESPECTROSCOPIA COMPARATIVA DA FASE EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A3 COM DIVERSAS CARGAS.

Foi observada uma grande diferença de comportamento, tanto de fase como da faixa de frequência, quando foram variados os resistores de carga. Para o resistor de valor baixo se obteve uma larga faixa de frequência e amplitude baixa, pois este possui uma região da curva onde a diferença de fase é próxima do zero. Isto significa que a resistência interna e a capacitância parasita formam um integrador (já que as medidas foram feitas somente com o resistor de carga, sem utilizar um circuito integrador), deixando a tensão induzida e a corrente em fase.

Para um resistor de carga de 120 Ω ocorreu um efeito oposto. A faixa de frequência se tornou mais seletiva e estreita. Houve um aumento da amplitude e diminuição da largura de faixa. A escolha do resistor de carga vai depender de quais características a bobina deve possuir para um fim específico.

O pequeno número de espiras faz com que exista uma baixa capacitância parasita entre as espiras e também uma indutância própria de pequeno valor, e em consequência, a frequência de ressonância se torna mais alta.

Não foi possível obter os dados experimentais da função de transferência. Isto porque existe uma capacitância na entrada do Analisador de Impedância que

estava influenciando as medidas. Utilizando as informações obtidas no anexo A foi possível prever, utilizando a razão entre a impedância e o número de espiras, os valores prováveis da função de transferência G . Esta probabilidade foi comprovada após as simulações feitas utilizando a equação 11. Os resultados da função de transferência simulada e experimental estão representados nos gráficos da Figura 49 à Figura 57.

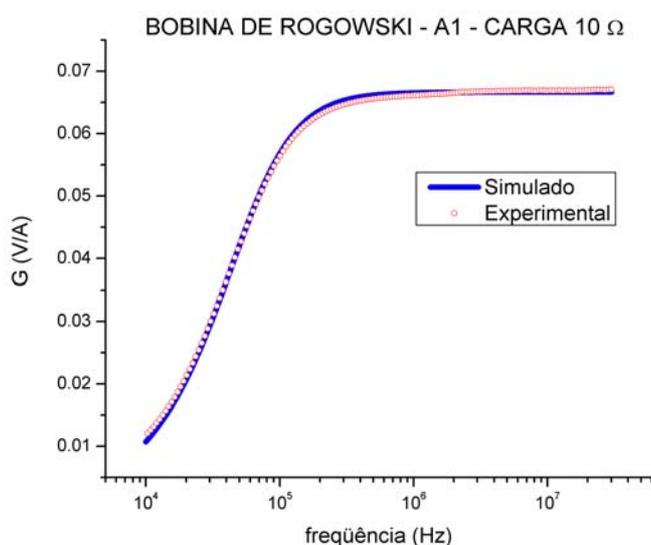


FIGURA 49 – ESPECTROSCOPIA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA BOBINA A1 COM UMA CARGA DE 10 Ω .

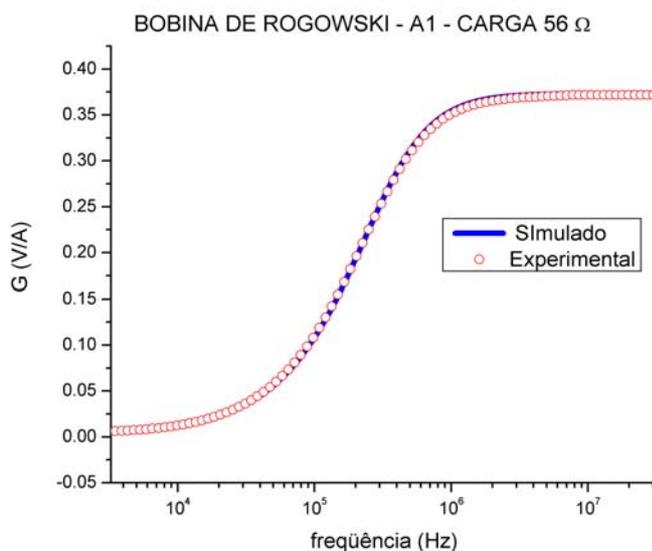


FIGURA 50 – ESPECTROSCOPIA DA FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DA BOBINA A1 COM UMA CARGA DE 56 Ω .

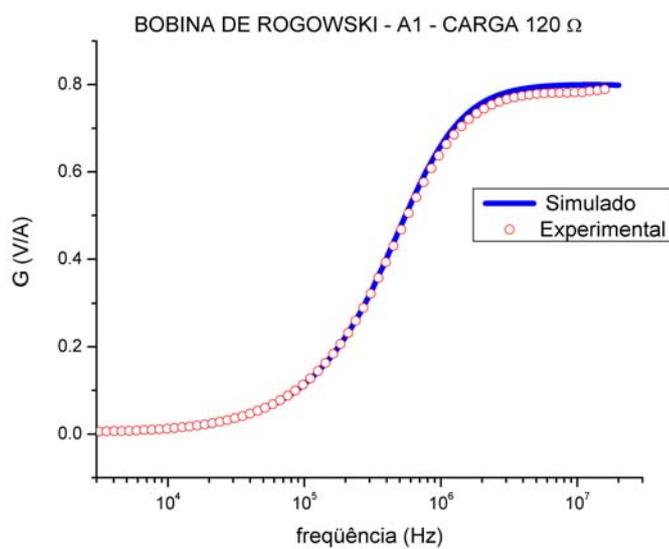


FIGURA 51 - ESPECTROSCOPIA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA BOBINA A1 COM UMA CARGA DE 120 Ω .

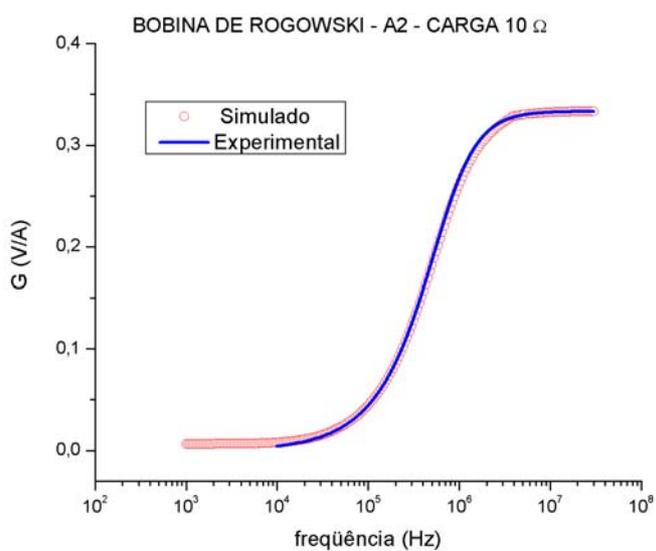


FIGURA 52 - ESPECTROSCOPIA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA BOBINA A2 COM UMA CARGA DE 10 Ω .

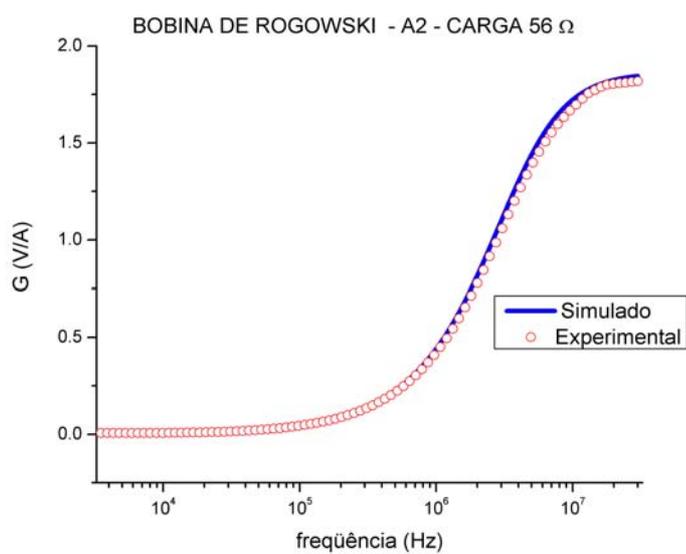


FIGURA 53 - ESPECTROSCOPIA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA BOBINA A2 COM UMA CARGA DE 56 Ω .

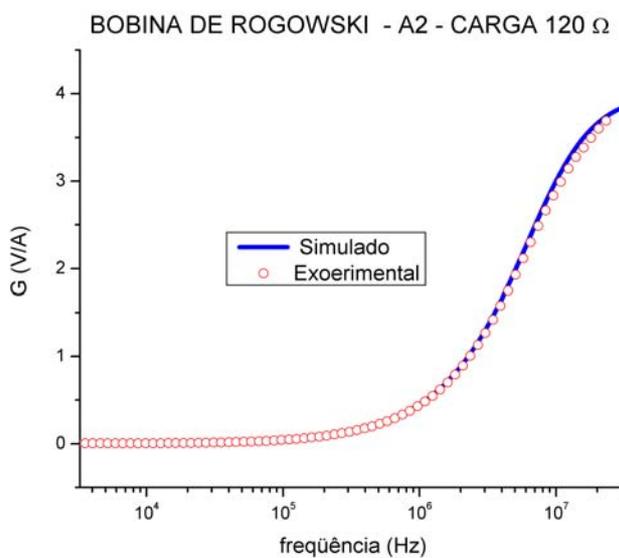


FIGURA 54 – ESPECTROSCOPIA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA BOBINA A2 COM UMA CARGA DE 120 Ω .

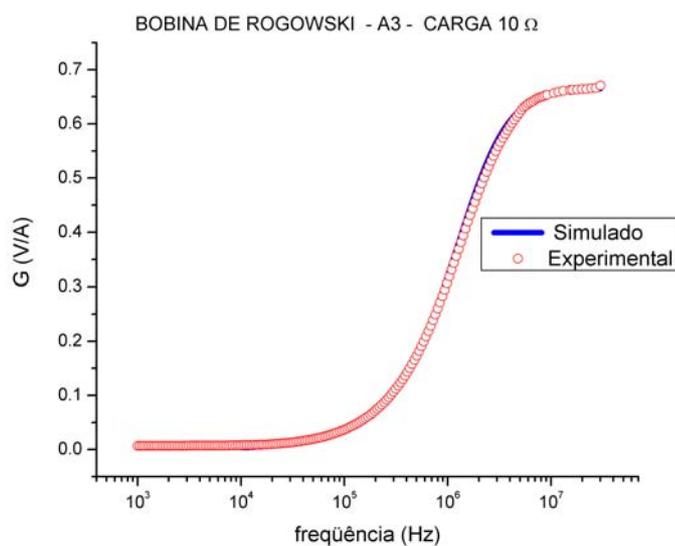


FIGURA 55 – ESPECTROSCOPIA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA BOBINA A3 COM UMA CARGA DE 10 Ω .

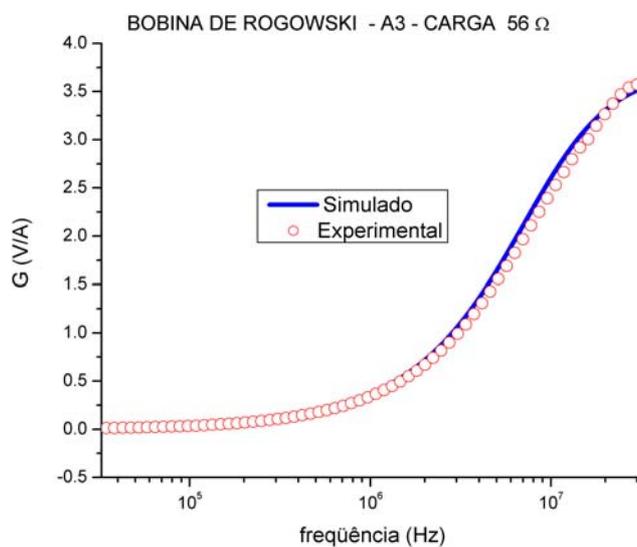


FIGURA 56 – ESPECTROSCOPIA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA BOBINA A3 COM UMA CARGA DE 56 Ω .

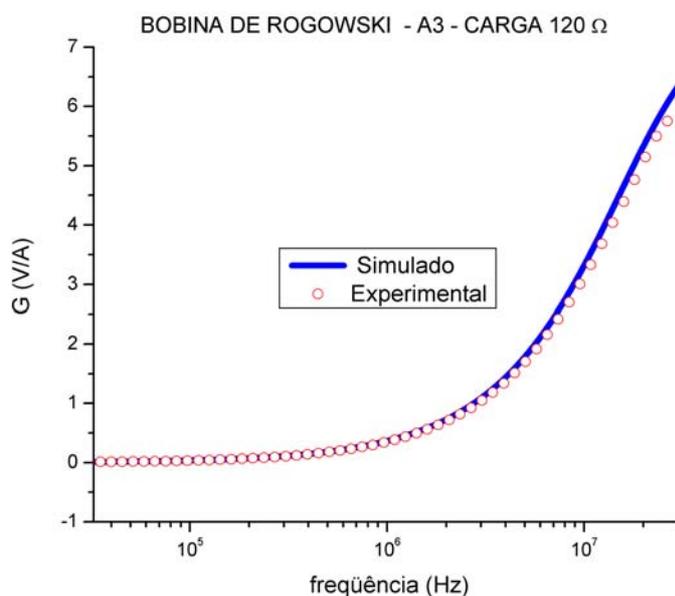


FIGURA 57 – ESPECTROSCOPIA DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA BOBINA A3 COM UMA CARGA DE 120 Ω.

4.2. Determinação e análise da faixa de frequência

Como cada bobina possui uma frequência de ressonância, existe a necessidade de determinarmos em qual faixa de frequência a bobina irá responder linearmente quando excitada por um pulso de corrente. Por meio das equações 33 e 34, foi simulado qual a frequência mínima e máxima de resposta da bobina para cada resistor de carga utilizado. Os valores obtidos estão apresentados na Tabela IV, considerando uma incerteza de 2%:

TABELA IV – VALORES SIMULADOS DA FREQUÊNCIA MÍNIMA E MÁXIMA DE CORTE.

BOBINA	CARGA	FREQUÊNCIA MÍNIMA		FREQUÊNCIA MÁXIMA	
		Simulado	Experimental	Simulado	Experimental
A1	10	61,2 kHz	61 kHz	3,44 GHz	3,4 GHz
	56	322,7 kHz	321 kHz	615,7 MHz	615,6 MHz
	120	686,5 kHz	671 kHz	287,3 MHz	287,7 kHz
A2	10	744,5 kHz	740 kHz	10,9 GHz	11 GHz
	56	4,10 MHz	4,09 MHz	1,98 GHz	1,98 GHz
	120	8,77 MHz	8,72 MHz	924 MHz	928 MHz
A3	10	1,82 MHz	1,83 MHz	8,63 GHz	8,5 GHz
	56	10,1 MHz	10,1 MHz	1,54 GHz	1,54 GHz
	120	21,7 MHz	21,19 MHz	719 MHz	730 MHz

O diagrama de Bode da bobina A1 e o seu comportamento com as três diferentes cargas está representado no gráfico da Figura 58.

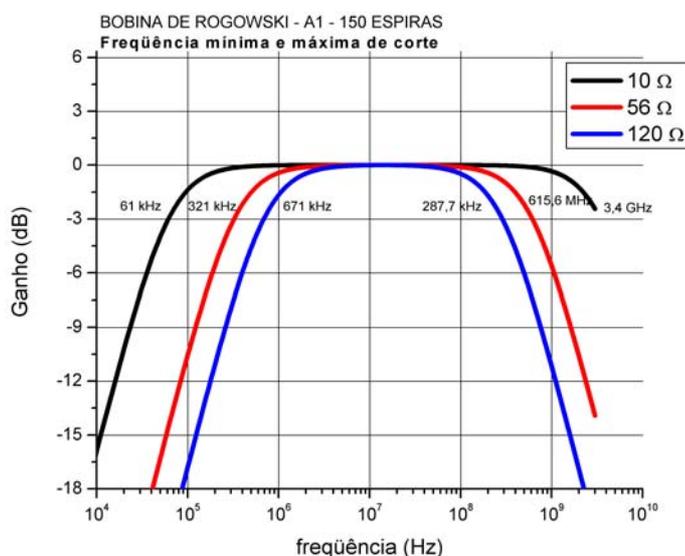


FIGURA 58 – DIAGRAMA DE BODE COM A INDICAÇÃO DA FREQUÊNCIA MÍNIMA E MÁXIMA DE CORTE DA BOBINA A1.

As frequências mínima e máxima das bobinas A2 e A3 estão indicadas nos

gráficos da Figura 59 e Figura 60.

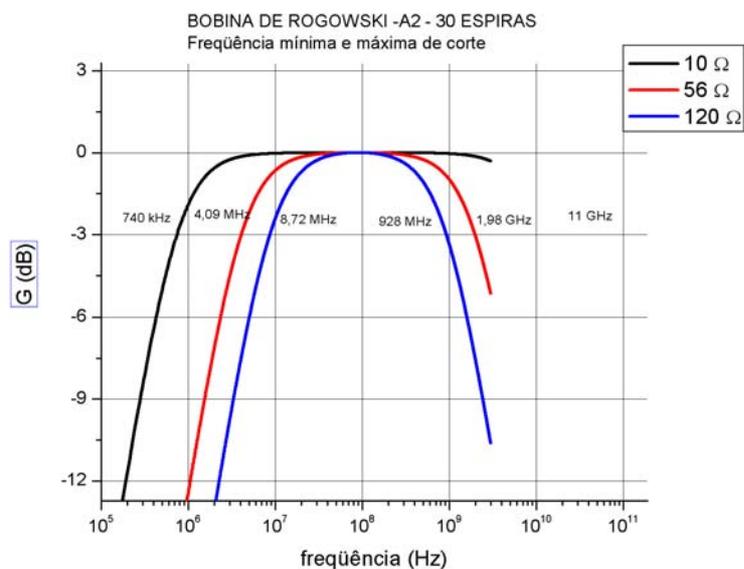


FIGURA 59 – DIAGRAMA DE BODE COM A INDICAÇÃO DA FREQUÊNCIA MÍNIMA E MÁXIMA DE CORTE DA BOBINA A2.

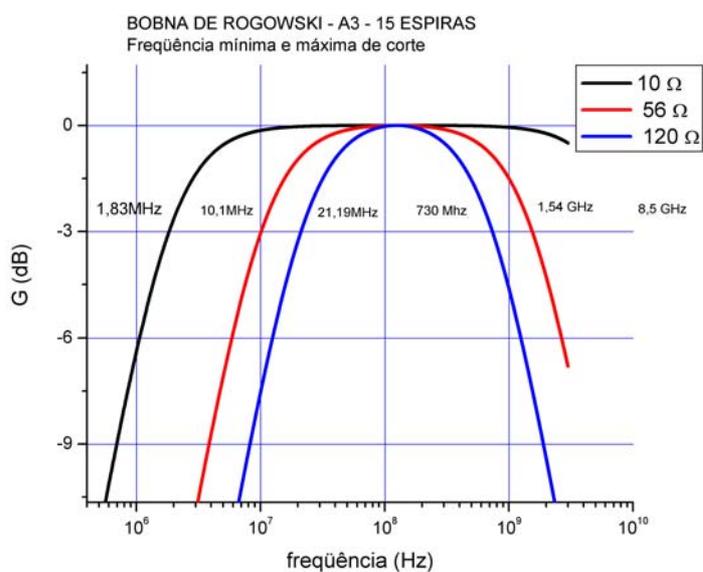


FIGURA 60 – DIAGRAMA DE BODE COM A INDICAÇÃO DA FREQUÊNCIA MÍNIMA E MÁXIMA DE CORTE DA BOBINA A3.

Pode ser notado que os limites da resposta em frequência da bobina, determinada experimentalmente e por meio da simulação são bem próximos, validando as equações e o método utilizado.

Por meio das equações 36 e 37 foi determinado o fator de qualidade das bobinas. Os valores obtidos para cada carga estão representados na Tabela V.

TABELA V – FATOR DE QUALIDADE DAS BOBINAS DE ROGOWSKI

BOBINA	CARGA	FATOR DE QUALIDADE Q
A1 150 espiras	10	$4,08.10^{-3}$
	56	$2,2.10^{-2}$
	120	$4,8.10^{-2}$
A2 30 espiras	10	$8,25.10^{-3}$
	56	$4,6.10^{-2}$
	120	$9,8.10^{-2}$
A3 15 espiras	10	$1,45.10^{-2}$
	56	$8,17.10^{-2}$
	120	$1,78.10^{-1}$

O fator de qualidade Q aumenta de acordo com a carga escolhida. A medida que a carga é aumentada, ocorre a diminuição da largura da faixa de frequência e o aumento do valor do fator de qualidade Q . O número de espiras também influencia na determinação do fator de qualidade. Tendo em vista que com o aumento das espiras a indutância aumenta, a capacitância entre as espiras aumenta e conseqüentemente, a largura de faixa B diminui. Todavia, pelos resultados obtidos observa-se que, além disso, a frequência de ressonância diminui. Como o fator de qualidade Q é proporcional a frequência de ressonância e inversamente proporcional a largura de faixa, os valores apontam uma maior diminuição da frequência de ressonância do que da largura de faixa, ocasionando uma diminuição do fator de qualidade Q.

4.3. Análise da resposta da bobina a diferentes pulsos e cargas

4.3.1. Resposta da bobina ao pulso de corrente

Os resultados obtidos como resposta da bobina aos pulsos de corrente estão representados a seguir. Primeiramente, o sinal tipo pulso foi gerado pelo circuito mostrado na Figura 23. O resultado do pulso, a sua modelagem por meio do ajuste do pulso e seus respectivos parâmetros calculados pelo software *OriginPro*[®] estão representados no gráfico da Figura 61.

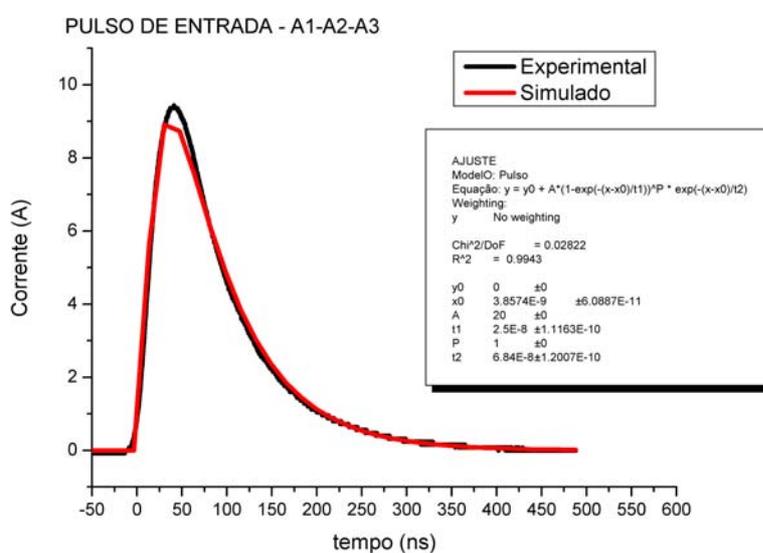


FIGURA 61 – PULSO DE CORRENTE GERADO EXPERIMENTALMENTE E SIMULADO.

Estes resultados foram utilizados para simular a resposta da bobina a este pulso. Utilizando-se a simulação do pulso e aplicando as equações 11 e 54 foi simulada qual a forma do sinal de saída da bobina. Os gráficos mostrando o sinal de saída experimental e simulado estão representados nas figuras 62, 63 e 64.

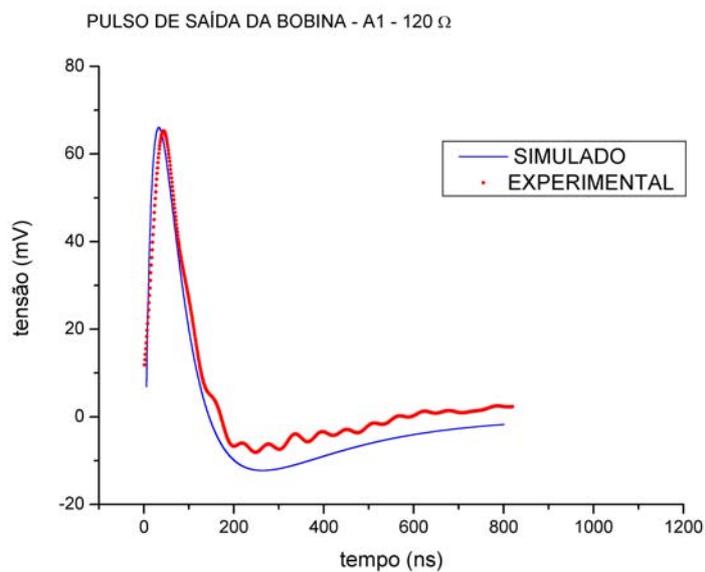


FIGURA 62 – PULSO DE SAÍDA SIMULADO E EXPERIMENTAL DA BOBINA DE ROGOWSKI A1 PARA UMA CARGA DE 120 Ω

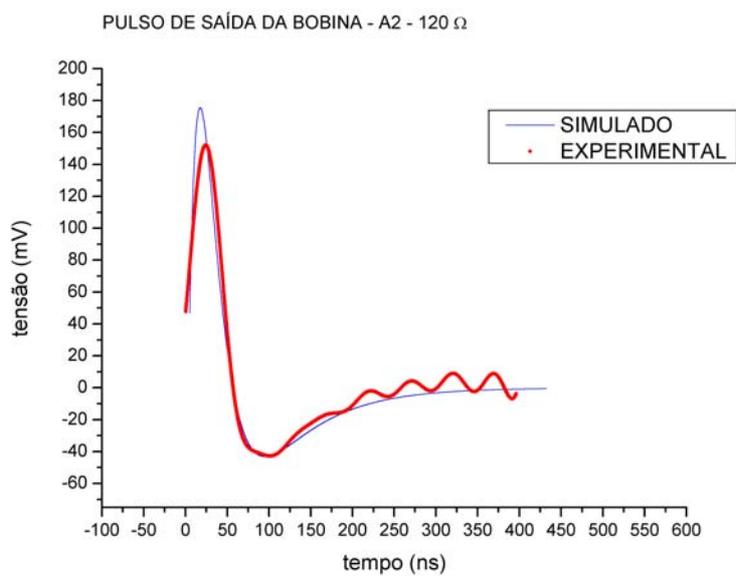


FIGURA 63 – PULSO DE SAÍDA SIMULADO E EXPERIMENTAL DA BOBINA DE ROGOWSKI A2 PARA UMA CARGA DE 120 Ω

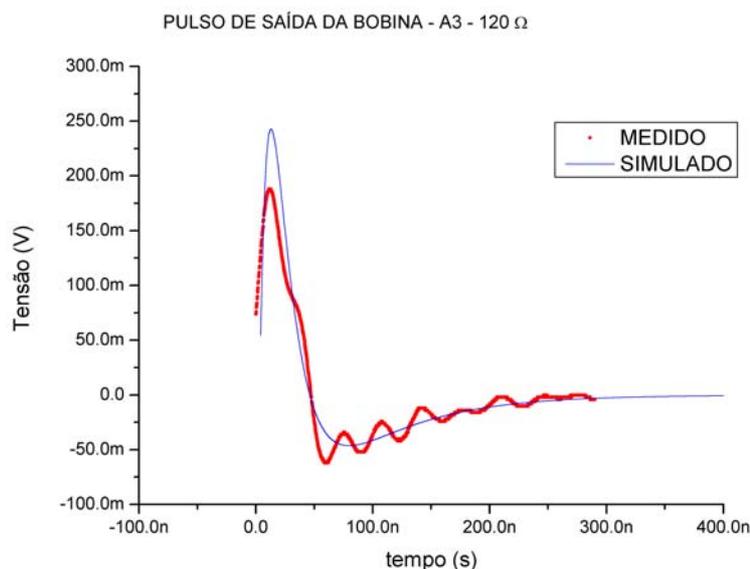


FIGURA 64 – PULSO DE SAÍDA SIMULADO E EXPERIMENTAL DA BOBINA DE ROGOWSKI A3 PARA UMA CARGA DE 120 Ω

4.3.2. Resposta da bobina ao pulso Degrau

O mesmo procedimento foi utilizado para o pulso degrau. O sinal de corrente que passa pelo resistor *shunt* e o sinal de saída da bobina são capturados e enviados para o osciloscópio. Este os envia para o computador, onde os parâmetros do pulso são determinados pelo *Origin*[®] (ver Figura 65).

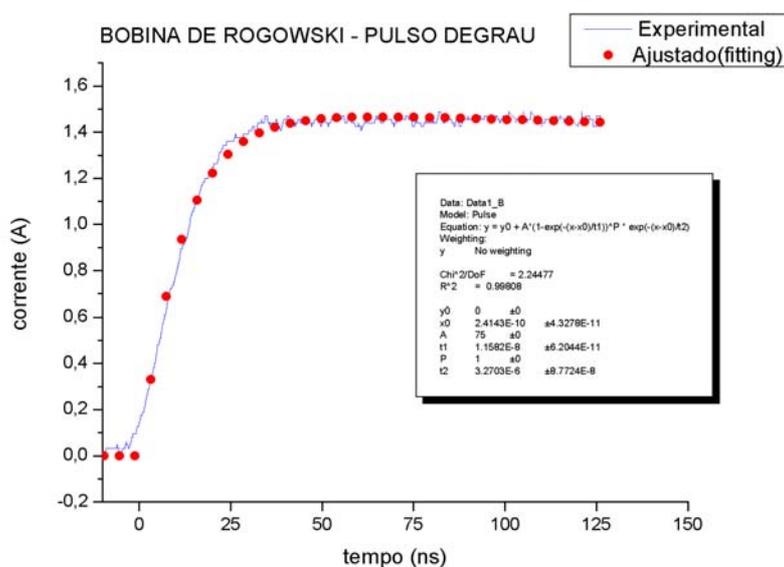


FIGURA 65 – PULSO DEGRAU EXPERIMENTAL E AJUSTADO UTILIZADO NA SIMULAÇÃO.

e simulados no *Mathemática*[®]. A resposta de saída simulada e a obtida experimentalmente são comparadas por meio do *Origin*[®].

Os resultados obtidos são apresentados nas figuras 66, 67 e 68.

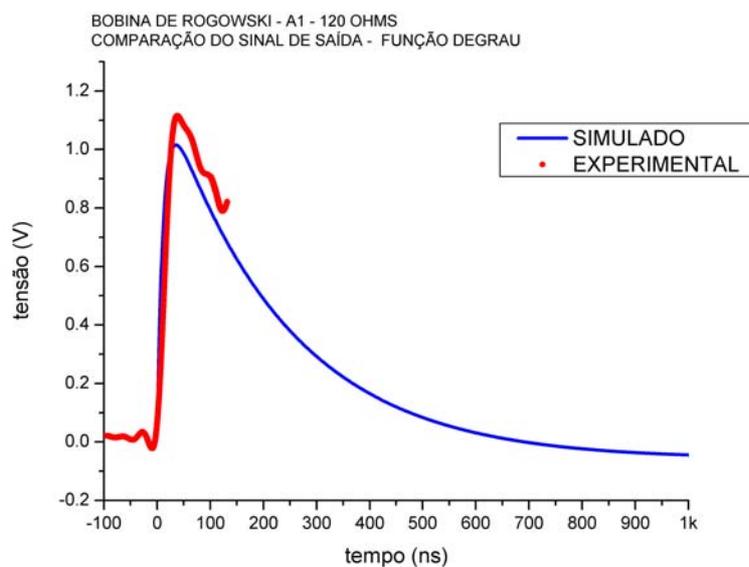


FIGURA 66 – PULSO DE SAÍDA FUNÇÃO DEGRAU SIMULADO E EXPERIMENTAL DA BOBINA DE ROGOWSKI A1 PARA UMA CARGA DE 120 Ω

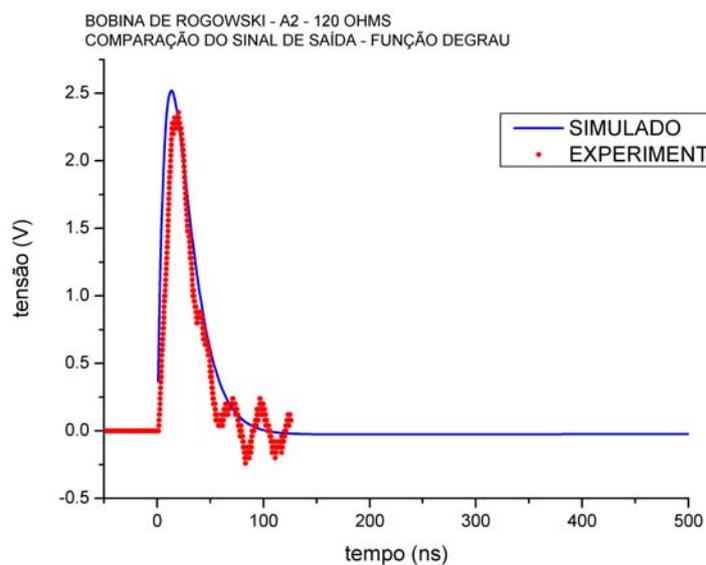


FIGURA 67 – PULSO DE SAÍDA FUNÇÃO DEGRAU SIMULADO E EXPERIMENTAL DA BOBINA DE ROGOWSKI A2 PARA UMA CARGA DE 120 Ω

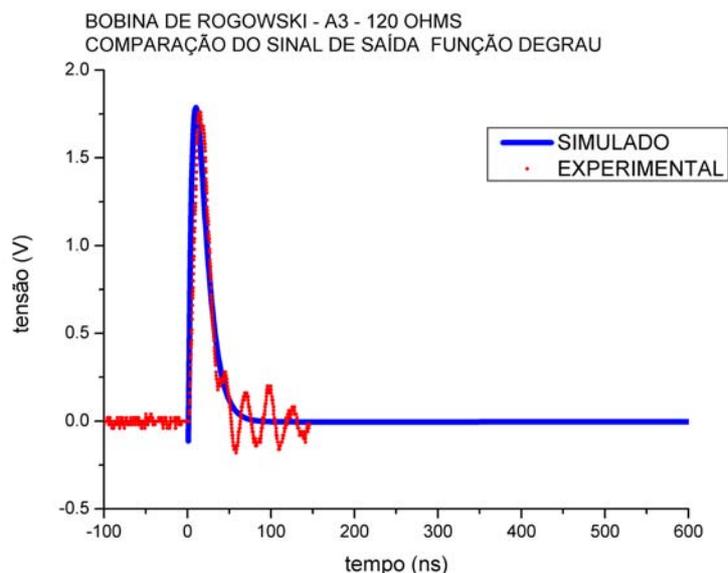


FIGURA 68 – PULSO DE SAÍDA FUNÇÃO DEGRAU SIMULADO E EXPERIMENTAL DA BOBINA DE ROGOWSKI A3 PARA UMA CARGA DE 120 Ω

4.3.3. Resposta da bobina a um sinal senoidal

Foram escolhidas para a simulação as frequências de 200 kHz e 1MHz. Um pulso de 200 kHz foi ajustado no gerador de funções. A resposta ao pulso de corrente obtido no resistor *shunt* e a tensão de saída na bobina são capturados no osciloscópio e enviados ao computador. Utilizando o *Origin*[®], pela análise no gráfico, foram obtidos os valores da amplitude da tensão de saída da bobina e a corrente que atravessa o resistor *shunt*, obtendo-se por meio da equação 55, a função de transferência G e também a diferença de fase entre tensão e corrente θ .

A função de transferência também foi simulada no *Mathematica*[®] para a frequência analisada e os valores da função de transferência G e da diferença de fase θ .

Os valores obtidos estão apresentados nos gráficos das figuras 69 e 70.

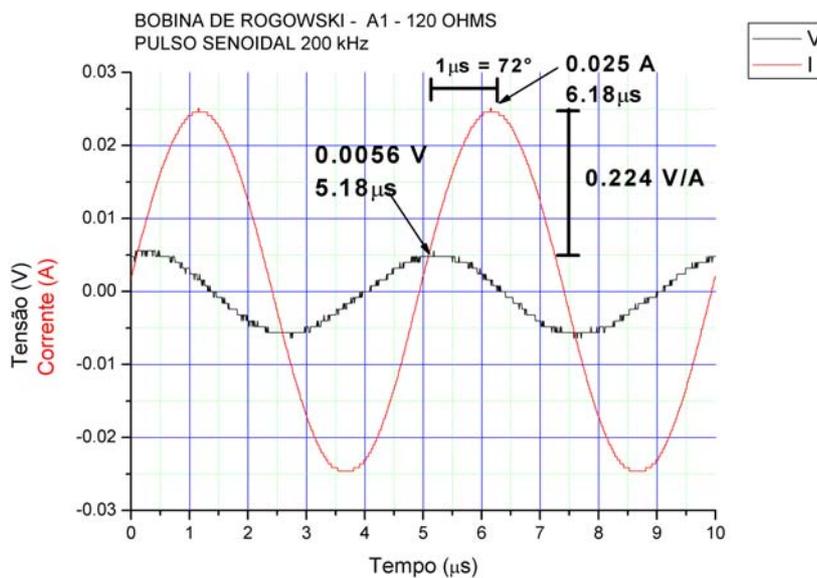


FIGURA 69 – PULSO DE CORRENTE SENOIDAL E TENSÃO DE SAÍDA EXPERIMENTAL DA BOBINA DE ROGOWSKI A1 PARA UMA CARGA DE 120Ω E FREQUÊNCIA 200 KHZ

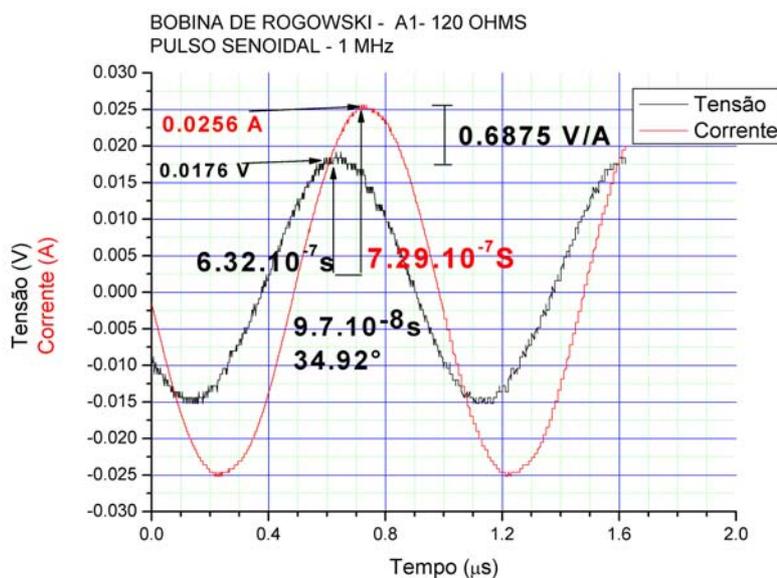


FIGURA 70 – PULSO DE CORRENTE SENOIDAL E TENSÃO DE SAÍDA EXPERIMENTAL DA BOBINA DE ROGOWSKI A1 PARA UMA CARGA DE 120Ω E FREQUÊNCIA 1MHZ

Utilizando os mesmos procedimentos anteriores, as análises foram feitas para as bobinas A2 e A3. Os resultados obtidos estão representados nos gráficos das figuras 71 a 74.

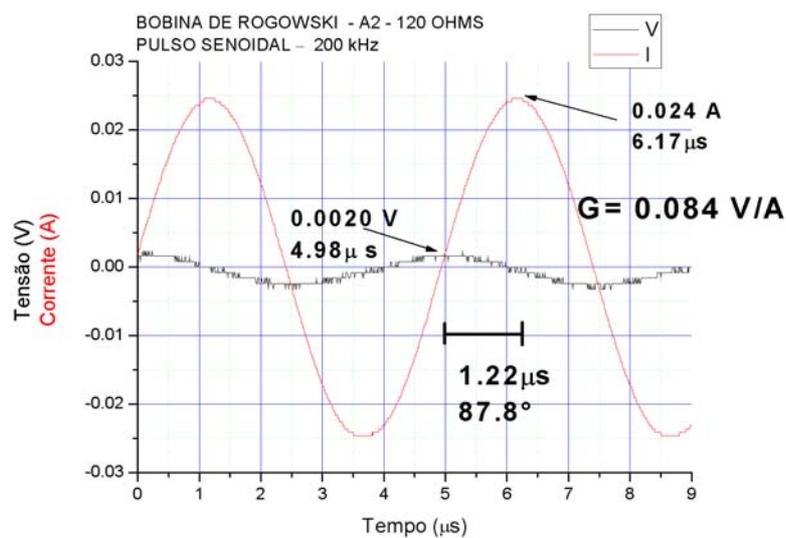


FIGURA 71 – PULSO DE CORRENTE SENOIDAL E TENSÃO DE SAÍDA EXPERIMENTAL DA BOBINA DE ROGOWSKI A2 PARA UMA CARGA DE 120 Ω E FREQUÊNCIA 200 KHZ

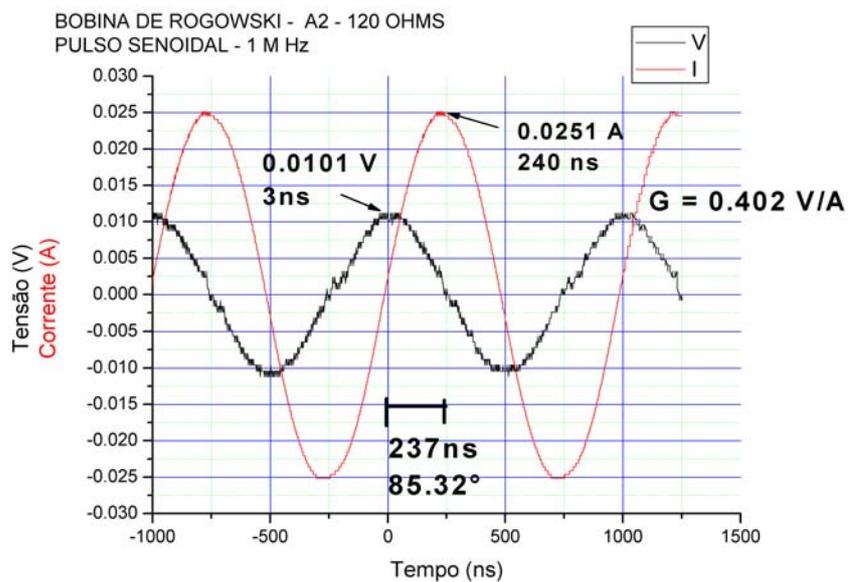


FIGURA 72 – PULSO DE CORRENTE SENOIDAL E TENSÃO DE SAÍDA EXPERIMENTAL DA BOBINA DE ROGOWSKI A2 PARA UMA CARGA DE 120 Ω E FREQUÊNCIA 1MHZ

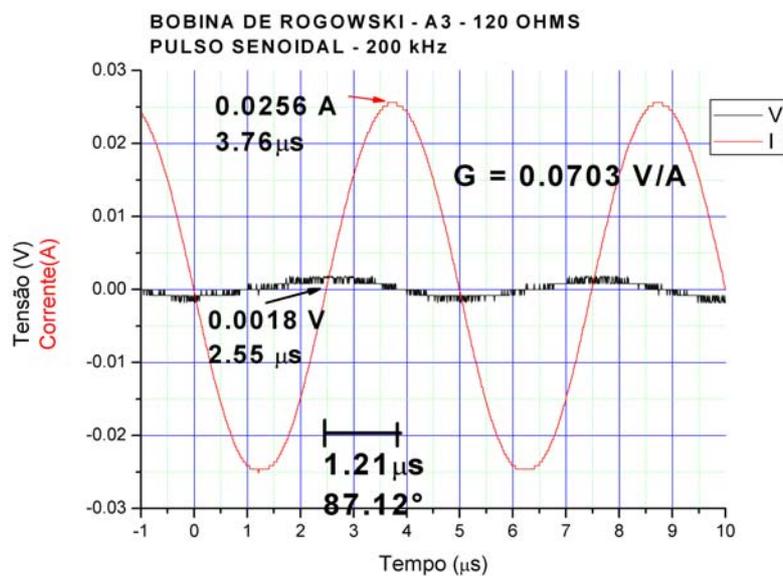


FIGURA 73 – PULSO DE CORRENTE SENOIDAL E TENSÃO DE SAÍDA EXPERIMENTAL DA BOBINA DE ROGOWSKI A3 PARA UMA CARGA DE 120 Ω E FREQUÊNCIA 200 KHz

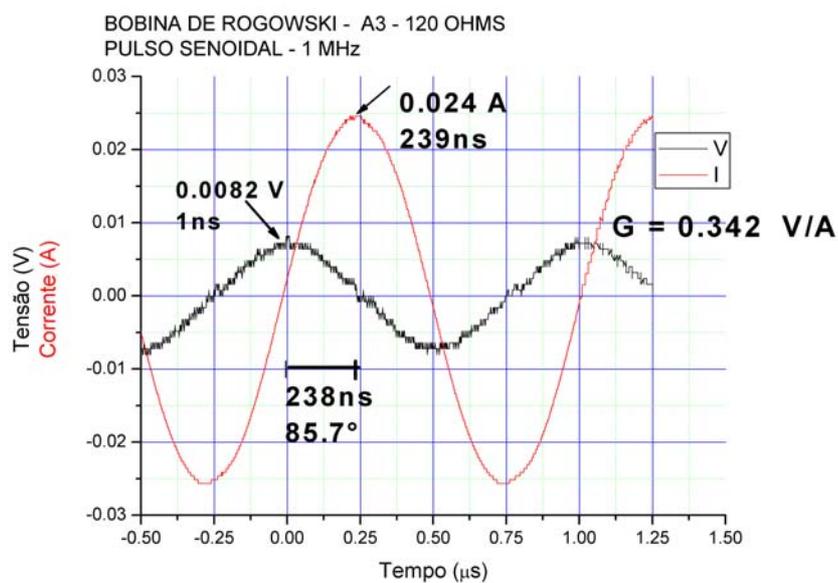


FIGURA 74 – PULSO DE CORRENTE SENOIDAL E TENSÃO DE SAÍDA EXPERIMENTAL DA BOBINA DE ROGOWSKI A3 PARA UMA CARGA DE 120 Ω E FREQUÊNCIA 1MHz

A Tabela VI compara os resultados obtidos com a simulação e os experimentais por meio da análise dos gráficos.

TABELA VI – RESULTADOS COMPARATIVOS DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA E FASE DA BOBINA DE ROGOWSKI PARA CARGA DE 120 Ω .

CARGA 120 Ω	200 kHz		1 MHz	
	G (V/A)	θ ($^\circ$)	G (V/A)	θ ($^\circ$)
A1 EXPERIMENTAL	0,224	72	0,6875	34,92
SIMULADO	0,223	73,7	0,66	34,4
A2 EXPERIMENTAL	0,084	87,8	0,402	85,32
SIMULADO	0,087	88,7	0,39	84,4
A3 EXPERIMENTAL	0,0703	87,12	0,342	85,7
SIMULADO	0,073	89,4	0,35	87

Foi observada uma diferença pequena dos resultados experimentais para os resultados medidos. A maior diferença encontrada está nos resultados da bobina A3 devido, em parte, a resposta da bobina ser muito pequena, causando uma certa discrepância de resultados. Essa resposta muito pequena se deve ao fato da bobina possuir um número de espiras baixo e, em consequência, uma mútua indutância baixa, resultando em um pequeno sinal de saída.

CAPÍTULO 5 – CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

A bobina de Rogowski é um sensor de medida de corrente eficiente, de baixo custo e de simples montagem, cuja resposta em frequência da bobina pode ser modelada através do resistor de carga R para uma bobina com N espiras. O aumento de R causará uma diminuição da banda de frequência e conseqüentemente, um aumento da sensibilidade do sensor. Já uma diminuição do resistor de carga R aumentará a faixa de resposta em frequência da bobina, mas a sensibilidade diminuirá. Desta forma, dependendo da aplicação, pode-se ajustar a bobina para que esta trabalhe na largura de faixa desejada.

Outro aspecto importante diz respeito a capacitância parasita. Uma pequena variação na capacitância parasita pode alterar significativamente a resposta da bobina. Além disso, por ser uma grandeza de valor muito baixo, na ordem de pF, faixa em que a medição é difícil, torna-se necessário a utilização do método da frequência de ressonância, cuja determinação foi feita pela equação 30.

Os resultados obtidos da simulação quando comparados com os resultados experimentais foram bastante satisfatórios. Sendo assim, no projeto de uma bobina de Rogowski, é possível prever a resposta da bobina a um determinado pulso, sua largura de faixa e função de transferência.

Como continuidade do presente trabalho, sugere-se:

- Desenvolvimento de sensores de corrente para detecção de rupturas em cabos.
- Projeto de integradores para obtenção de uma resposta plana numa determinada faixa de frequência.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALEXANDER, C. K. and SADIKU, M. N. O., Fundamentos de Circuitos Elétricos, Bookman, Porto Alegre, 2003.

EDMINISTER, J. A. , Circuitos Elétricos , Coleção Schaum, Editora Mc- Graw-Hill, São Paulo, 1971.

FONSECA, J.M. Introdução e Características de Sensores Disponível em <http://www-ssdp.dee.fct.unl.pt/leec/ss/20032004/documentos/8%20-%20Sensores.pdf> . Acesso em 20/04/2005

GRANDI, G. and KAZIMIERCZUK, M. , Stray Capacitances of Single-Layer Solenoid Air-Core Inductors, IEEE Transactions on industry applications, vol 35, September/October, 1999.

HALLIDAY, D. and RESNICK,R., Fundamentos de Física, vol 3, 4ª edição, Livros Técnicos e Científicos Editora S.A, Rio de Janeiro, 1993.

KELLER, F. J., Física, vol 2, editora Makron Books, São Paulo, 1999.

RAMBOZ, J. D., Machinable Rogowski Coil, Design, and Calibration, IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol 45, April, 1996.

RAY, W. F. and HEWSON, C. R., High Performance Rogowski Current Transducers , Power Electronic Measurements Ltd, Nottingham, U.K, 2000.

SUETA, H.E, “Desenvolvimento de uma bobina de Rogowski para medições de altas correntes”, Metrosul, 1999.

THOMAZINI, D. and ALBUQUERQUE, P. Sensores Industriais - Fundamentos e Aplicações , editora Erica, São Paulo, 2004.

WARD, D. A. and EXON, J., Using Rogowski Coils for Transient Current Measurements, IEEE and Science Journal, June, 1993.

WEBSTER, J. G. , The Measurement, Instrumentation and Sensors, IEEE press, 1999.

XIAOLIN C, and YONGHONG C., Study on Wideband Sensor of Partial Discharge for XLPE Power Cable, Proceedings and Applications of Dielectric Materials, June, 2003.

ANEXO A - DEMONSTRAÇÃO $Z(S) = G(S)N$

Considerando a função de transferência demonstrada em (11)

$$G(s) = \frac{U_0(s)}{I_1(s)} = \frac{Ms}{(L_s C_s s^2 + (\frac{L_s}{R} + R_s C_s)s + \frac{R_s}{R} + 1)}$$

$$= \frac{sMR}{R + R_s + s^2 LRC_s + s(L_s + RR_s C_s)}$$

a auto-indutância pode ser determinada em função das características físicas da bobina, como por exemplo, raio interno e externo, espessura e número de espiras.

$$L_s = N \frac{\mu}{2\pi} Nh \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

$$\text{como } M = \frac{\mu}{2\pi} Nh \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

tem-se que $L_s = MN$

fazendo $Z(s) = G(s)N$

$$\frac{R(R_s + sL_s)}{R + R_s + s(L_s + C_s RR_s + sC_s RL_s)} = \frac{sMR}{R + R_s + s^2 LRC_s + s(L_s + RR_s C_s)} \cdot N$$

tem-se que $R(R_s + sL_s) = sMRN$

$$\text{como } M = \frac{L_s}{N} \quad \text{e} \quad RR_s + sRL_s = sRL_s$$

assim, à medida que a frequência aumenta $RR_s \ll sRL_s$, tornando $Z(S) = G(S)N$

ANEXO B – SIMULAÇÕES

SIMULAÇÃO DA IMPEDÂNCIA – BOBINA DE ROGOWSKI – CARGA 120 Ω

Rs := 0.7892

R := 120

Ls := 2.799 * 10⁻⁵

f0 := 14 * 10⁶

Cs = 1 / (Ls * (2 * π * f0)²)

4.61723 * 10⁻¹²

s := 2 * π * f * i

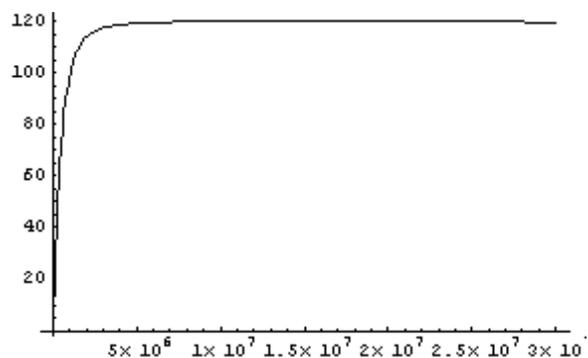
ZE := (Rs + (s * Ls)) / (s * Cs * (Rs + s * Ls + (1 / (s * Cs))))

Z := $\frac{ZE * R}{ZE + R}$

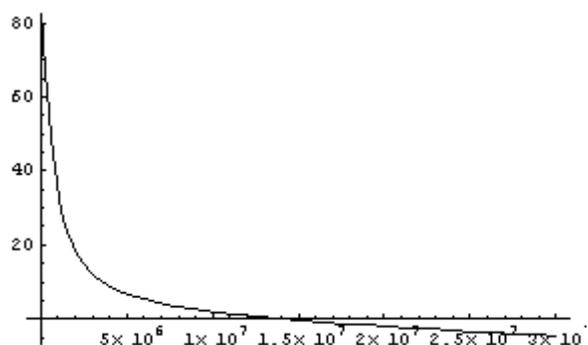
ZR := $\sqrt{(\text{Re}[Z])^2 + (\text{Im}[Z])^2}$

$\theta := \text{ArcTan}[\text{Im}[Z] / \text{Re}[Z]] * 180 / \pi$

Plot[ZR, {f, 10³, 30 * 10⁶}, PlotRange → All];



Plot[θ , {f, 10³, 30 * 10⁶}, PlotRange → All];



dados = Table[{f, ZR, θ }, {f, 1 * 10³, 30 * 10⁶, 1000}];

Export["A1-150-120MAT.dat", dados]

A1-150-120MAT.dat

SIMULAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA – BOBINA DE ROGOWSKI – CARGA 56Ω

Rs := 0.199

R := 56

Ls := 2.18×10^{-6}

NE := 30

M := Ls / NE

f0 := 90×10^6

Cs = $1 / (Ls * (2 * \pi * f0)^2)$

1.43449×10^{-12}

s := $2 * \pi * f * \hat{i}$

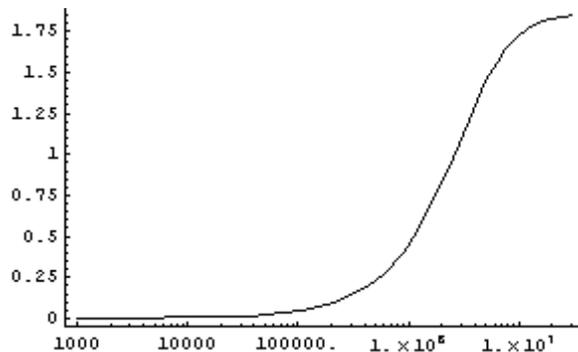
G := $(s * M * R) / (R + Rs - s^2 * R * Ls * Cs + s * (Ls + R * Rs * Cs))$

GR := $\sqrt{(\text{Re}[G])^2 + (\text{Im}[G])^2}$

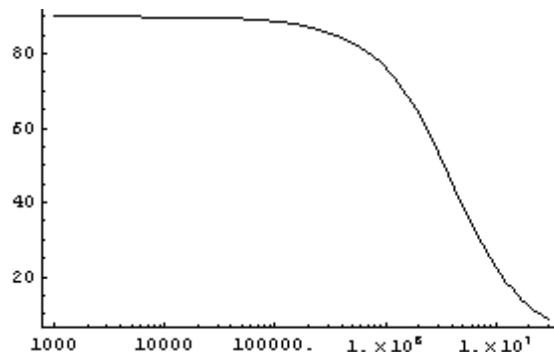
$\theta := \text{ArcTan}[\text{Im}[G] / \text{Re}[G]] * 180 / \pi$

<< Graphics`Graphics`

LogLinearPlot[GR, {f, 10^3 , 30×10^6 }, PlotRange → All];



LogLinearPlot[θ , {f, 10^3 , 30×10^6 }, PlotRange → All];



dados = Table[{f, GR}, {f, 10×10^3 , 3×10^9 , 10000}];

Export["a2-30-gt-56DBmat.dat", dados]

a2-30-gt-56DBmat.dat

SIMULAÇÃO DA CAPACITÂNCIA PARASITA – BOBINA DE ROGOWSKI

$$p := 9.97$$

$$r := 0.19$$

$$w = p / (2 r)$$

$$26.2368$$

$$d := 5.6 * 10^{-3}$$

$$\epsilon := 8.9 * 10^{-12}$$

$$CT = \frac{\pi^2 * d * \epsilon}{\text{Log}[w + (\sqrt{w^2 - 1})]}$$

$$1.24219 * 10^{-13}$$

$$CTT = CT * 15$$

$$1.86329 * 10^{-12}$$